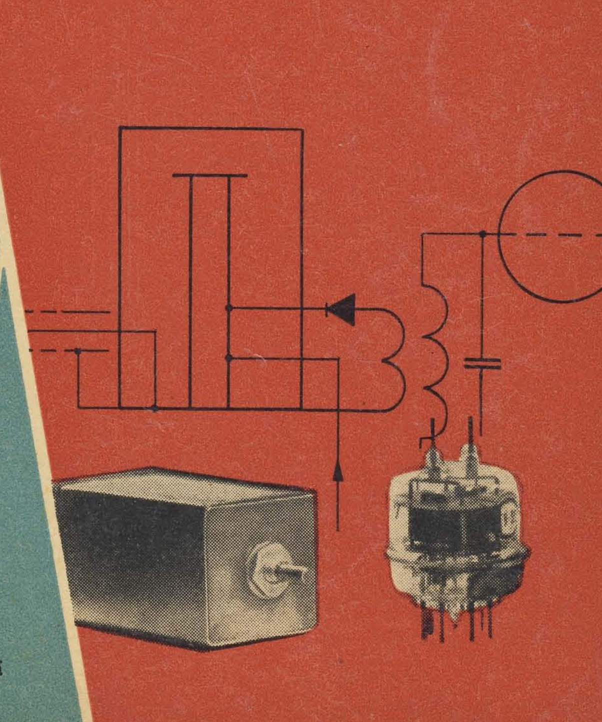
DER PRAKTISCHE FUNKAMATEUR



19

Theo Reck

Höchstfrequenztechnik und Amateurfunk

Der praktische Funkamateur · Band 19

Höchstfrequenztechnik und Amateurfunk

Theo Reck

Höchstfrequenztechnik und Amateurfunk



VERLAG SPORT UND TECHNIK 1961

Redaktionsschluß: 16. Januar 1961
Lektor: Wolfgang Kimmel
Herausgegeben vom Verlag Sport und Technik, Neuenhagen bei Berlin

Gedruckt in der Deutschen Demokratischen Republik
Zeichnungen: Hildegard Seidler
Lizenz-Nr.: 545/15/61

VORWORT

Kurzwellenamateure waren es, die vor mehr als 30 Jahren mit Kurzwellen den Atlantik überbrückten. Kurzwellenamateure führten jetzt interkontinentale Funkverbindungen auf UKW via Mond durch. Entgegen allen gegenteiligen Meinungen ist damit der Beweis erbracht, daß Amateure nach wie vor zu den Pionieren der Funktechnik zählen. Die immer größer werdenden Aufgaben, die heute gerade der Nachrichtentechnik gestellt werden, verlangen auch von den Amateuren unserer Organisation eine ständige technische Weiterentwicklung. Diese liegt nicht zuletzt in der UHF-Technik.
Während sich die Arbeit der Funkamateure auf den „klassischen" Kurzwellenbändern zu einer breiten Basis entfaltet hat, beschränkt sich diese auf den UKW- und UHF-Bändern noch auf die wenigen „Techniker" und „Spezialisten". Dies mag einmal durch die den Höchstfrequenzen eigene Technik, zum anderen durch die viel größeren Anforderungen, die diese Technik an die theoretischen und handwerklichen Kenntnisse des Amateurs stellt, begründet sein.
Diese Technik zu popularisieren, sie besonders den jungen Amateuren nahezubringen, die Scheu vor den scheinbaren Schwierigkeiten überwinden zu helfen, ist unser aller Aufgabe. Dazu soll auch die vorliegende Broschüre beitragen. Sie ist weder ein Lehrbuch noch d a s Fachbuch der UHF-Technik, sondern ein Wegweiser für ein interessantes Gebiet aus den Mannigfaltigkeiten unseres Sportes. Dafür viele neue Freunde zu werben, soll seine Aufgabe sein.
Mein Dank all denen, die mich bei der Ausarbeitung und Bearbeitung unterstützt haben.

Berlin, im September 1960 Theo Reck

1. DEZIMETER-, ZENTIMETER- UND MILLIMETERWELLEN

1.1 Das Wesen der ultrahohen Frequenzen

Nach mehr als 60 Jahren stürmischer Entwicklung ist die Hochfrequenztechnik wieder dorthin gelangt, wo sie einst ihren Anfang nahm: im Mikrowellenbereich.
Dort begann Heinrich Hertz mit den einfachen Mitteln des physikalischen Experimentes. Heute stehen wir mit den leistungsfähigen Methoden der angewandten Technik großen Aufgaben gegenüber. Daß der Weg nicht von den von Heinrich Hertz experimentell nachgewiesenen Mikrowellen unmittelbar zu den Langwellen, sondern in umgekehrter Richtung führte, zeigt eindeutig, wo das Hauptproblem dieser Entwicklung lag und mit steigenden Frequenzen auch noch heute liegt, nämlich bei den mit größer werdenden Frequenzen zunehmenden Schwierigkeiten der technisch nutzbaren Schwingungserzeugung sowie der Beherrschung der der UHF-Technik eigenen Methodik. Ist beispielsweise in der UKW-Technik ($\lambda = 1 \ldots 10$ m bzw. $30 \ldots 300$ MHz) bei Schwingkreisen die Verwendung von Spulen und Kondensatoren als konzentrierte Schaltelemente noch möglich, so verlangt die UHF-Technik ($\lambda = 1$ m bzw. $f = 300$ MHz) die Verwendung von Hohlleitern, Hohlraumresonatoren, Lecherkreisen und anderen speziellen Bauelementen. Außerdem muß der Wahl der Röhren besondere Aufmerksamkeit gewidmet werden.
Die Ausbreitungseigenschaften der Mikrowellen lassen im allgemeinen nur Reichweiten innerhalb des optischen Horizontes zu. Die Ausnutzung besonderer Bedingungen (z. B. troposphärischer Natur) ermöglicht aber Verbindungen außerhalb der Sichtweite. Ein besonderer Vorteil besteht aber in der Bündelungsmöglichkeit der hohen Frequenzen. Durch spezielle Antennenanordnungen können sehr hohe Strahlungsleistungen erzielt werden, was wiederum die auftretenden Probleme der Endverstärker verringert.
Bei der Betrachtung der dem Amateur zur Verfügung stehenden Frequenzbänder stellen wir fest, daß das 70-cm-Band

gerade an der Grenze zwischen der „herkömmlichen" und der dem Mikrowellenbereich eigenen Technik liegt. Es lassen sich deshalb nicht nur Geräte aus handelsüblichen Teilen aufbauen, auch die Anforderungen an das handwerkliche und technische Können des Amateurs sind nicht so hoch, daß er vor ihnen kapitulieren müßte.

1.2 Anwendungsgebiete

Der ständig steigende Bedarf an Frequenzen bedingt, daß sich schon heute auf den höheren Frequenzen eine ähnliche Lage darbietet, wie es vor etwa zwei Jahrzehnten auf den Lang-, Mittel- und Kurzwellenbändern der Fall war. Die Funkverwaltungskonferenz in Genf (1959) beschäftigte sich eingehend mit diesen Fragen. Die wesentlichsten Anwendungsgebiete der im Dezimeter- und Zentimeterwellengebiet benötigten Frequenzen zeigt folgende Darstellung:

a) Funksehen

Dabei soll erreicht werden, ein wegen Dunkelheit bzw. Nebels nicht oder nur wenig sichtbares Ziel möglichst formgetreu durch einen Sammelspiegel elektrisch abzubilden. Eine der möglichen Anordnungen zeigt Bild 1.

Das wohl bekannteste System ist das Radar (radio dedecting and ranging). Die Wellenlänge beträgt etwa 8 cm.

b) Die gebräuchlichste Anwendung der Höchstfrequenztechnik dürfte wohl bei den Richtfunkstrecken gegeben sein.

Diese werden fest oder beweglich eingesetzt für die Übertragung von Telefonie (Vielkanalverkehr), Fernsehmodulation (im festen Richtfunknetz zur Bild- und Tonmodulation der Fernsehsender, im portablen Einsatz bei Reportagen) und zur Tonmodulation der UKW-Rundfunksender.

c) Fernsehen

In zunehmendem Maße richtet sich die Entwicklung der Fernsehsender auf die Frequenzen im Fernsehband IV und V (siehe Tafel 1). Die Sender in diesen Bändern

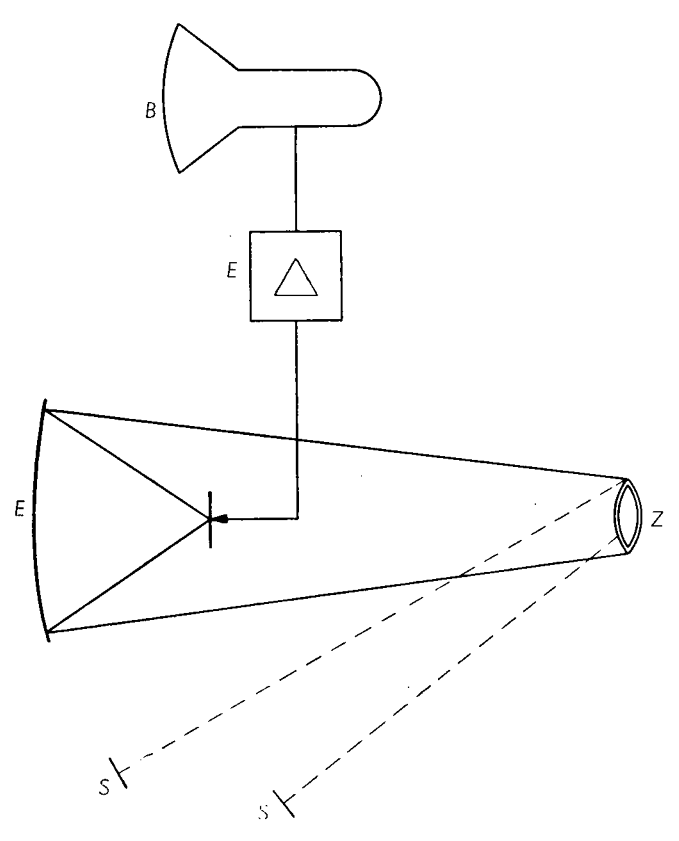


Bild 1. Prinzip des Radars. S – Sender; Z – Ziel; E – Empfangsgerät; B – Bildröhre

schließen teilweise Versorgungslücken (aus Gründen des notwendigen Störabstandes können keine Band-I- oder Band-III-Frequenzen zur Verwendung kommen) oder sind für ein zweites Fernsehprogramm bzw. für späteres Farbfernsehen vorgesehen.

d) Radioastronomie

Hier kommen zwei Methoden zur Anwendung.

Die passive Methode, bei der die elektronischen Ausstrahlungen der Himmelskörper (kosmisches Rauschen), Spiralnebel usw. mit höchstempfindlichen Empfängern aufgenommen und analysiert werden.

Die aktive Methode, bei der Frequenzen im Bereich sehr geringer Dämpfung (21 cm ... 20 m) durch die Atmosphäre gestrahlt werden. Die Arbeitsweise entspricht der Funkmeßtechnik. Das Wichtigste einer Astroempfangsanlage ist die Antenne, das Radioteleskop. Es werden hierbei Parabolspiegel großer Öffnung verwendet (Durchmesser des Radioteleskopes in England = 80 m bei einer Wellenlänge von $\lambda = 2$ m).

e) Ein weiteres Gebiet ist die Verwendung hoher Frequenzen in der Molekularspektroskopie. Diese vermittelt uns Erkenntnisse über die Wechselwirkung zwischen Atomen und Molekülen.

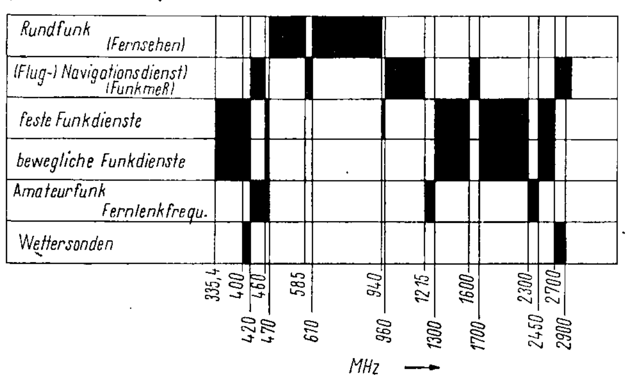
1.3 Frequenzverteilung

Bevor wir auf die Frequenzverteilung des uns interessierenden Bereiches eingehen, noch eine Darstellung des gesamten Wellenbereiches. Auf der schon erwähnten Funkverwaltungskonferenz in Genf wurden einige Überarbeitungen der Definition für die Sendungen, Bandbreiten und der Nomenklatur der Frequenzbänder vorgenommen. Hierbei wurde festgelegt, daß in Zukunft alle Frequenzen bis 3000 Kilohertz in kHz (= 10^3 Hz) bezeichnet werden, bis 3000 Megahertz in MHz (= 10^6 Hz) und bis 3000 Gigahertz in GHz (= 10^9 Hz). Außerdem wurden die Bänder wie folgt numeriert:

Bandnummer	Frequenzband	Bezeichnung	
4	3 ... 30 kHz	Myriameterwellen	VLF
5	30 ... 300 kHz	Kilometerwellen	LF
6	300 ... 3000 kHz	Hektometerwellen	MF
7	3 ... 30 MHz	Dekameterwellen	HF
8	30 ... 300 MHz	Meterwellen	VHF
9	300 ... 3000 MHz	Dezimeterwellen	UHF
10	3 ... 30 GHz	Zentimeterwellen	SHF
11	30 ... 300 GHz	Millimeterwellen	EHF
12	300 ... 3000 GHz	Dezimillimeterwellen	

Für das Band 9 (Dezimeterwellenbereich) gelten entsprechend den internationalen Abmachungen ebensolche Einteilungen wie auf allen anderen Bereichen. Eine Übersicht über die Aufteilung in Europa zeigt Tafel 1. Die zugehörigen Anmerkungen und Einschränkungen, die verschiedenen Funkdiensten Vorrechte einräumen, sind hier bewußt unerwähnt geblieben. Wie ersichtlich, sind den europäischen Amateuren die Frequenzen 420 ... 470, 1215 ... 1300 und 2300 ... 2450 MHz

Tafel 1. Frequenzverteilung im Dezimeterwellenbereich (300 ... 3000 MHz)



freigegeben. In den höheren Bändern stehen ihnen noch die Frequenzen 5650 ... 5800 MHz, 10 000 ... 10 500 MHz und 21 ... 22 GHz offen.

Das 70-cm-Band steht den deutschen Amateuren dabei nur von 420 ... 440 MHz zur Verfügung.

Wie wir weiter erkennen, liegen zwischen 470 und 960 MHz die beiden Fernsehbänder IV und V. Ein Grund mehr für den OM, sich mit dieser Technik zu beschäftigen.

2. AMATEURFUNK AUF DEN FREQUENZEN ÜBER 300 MHz

Obwohl sich Funkamateure in den verschiedensten Ländern schon seit vielen Jahren mit den Frequenzen über 300 MHz beschäftigen, ist die Arbeit auf diesen Bändern doch erst seit einigen Jahren populär geworden. Die teilweise erforderlichen Spezialbauteile, die kompliziertere Technik und nicht zuletzt die mangelnde Kenntnis der dieser Technik eigenen Gesetze mögen der Grund sein, daß nur recht wenige OM den Mut finden, sich mit ihr zu befassen. Doch bei genauerer Betrachtung stellen wir fest, daß die Schwierigkeiten keineswegs unüberwindlich sind. Auf keinen Fall aber dürfen wir uns von den in letzter Zeit bekanntgewordenen Publikationen hochgezüchteter Empfangs- und Sendegeräte mit zum Teil für den Durchschnittsamateur unerreichbaren Spezialbauteilen abschrecken lassen. In ihnen erkennen wir aber den Weg der Entwicklung, den es zu beschreiten gilt.
Welche Erfolge sind bisher von den Amateuren erreicht worden? Ein Maßstab für deren Darstellung kann die überbrückte Entfernung sein. Denn für derartige Ergebnisse gehören, wie noch ausführlich dargestellt werden soll, nicht nur Fleiß und Ausdauer, nicht nur technische Fertigkeiten, sondern eine eingehende Befassung mit den der UHF-Technik eigenen Gesetzen.

Weltbestes UKW-DX (Stand 1959)

435 MHz	DL 3 YBA – G 3 HAZ	808 km
1 290 MHz	W 6 MMU/6 – K 6 AXN/6	432 km
2 300 MHz	W 6 IFE/6 – W 6 ET/6	240 km
3 300 MHz	W 6 IFE/6 – W 6 VIX/6	304 km
5 250 MHz	W 2 LGF/2 – W 7 FQF/2	50 km
10 000 MHz	W 7 JIP/7 – W 7 OKV/7	175 km
21 000 MHz	W 1 NVL/2 – W 9 SAD/2	243 m

Von den deutschen Ergebnissen ist die im Sommer 1959 erfolgte Erstverbindung im 12-cm-Band über 25 km zwischen DL 6 MHA und DJ 1 CK/p und die Erstverbindung DM – OK zwischen exDM 3 KML und OK 1 KFH/p über 142 km auf dem 70-cm-Band hervorzuheben.

3. ALLGEMEINE HÖCHSTFREQUENZTECHNIK

3.1 Das Verhalten von Bauelementen bei hohen Frequenzen

3.11 Röhren

Die in der UHF-Technik verwendeten Bauelemente weichen meist von der üblichen, in der „normalen" Hochfrequenztechnik gebräuchlichen Form ab. Dies ist wohl auch ein Grund, der es vielen Amateuren schwerfallen läßt, sich mit dieser Technik zu beschäftigen. Besonders die Röhren und Schwingkreise sind es, die manches Kopfzerbrechen verursachen. Betrachten wir als erstes die Generatorröhre. Nun, der Amateur wird in seinem mehrstufigen 70-cm-TX eine Grundwelle erzeugen, die die Verwendung gebräuchlicher Röhren zuläßt. Bei kleinen einstufigen QRP-Sendern wird dann zur EC 81,

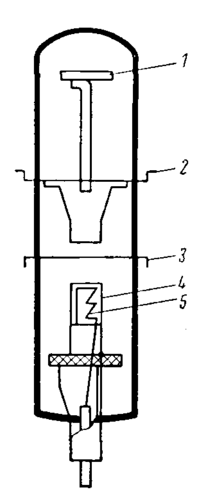


Bild 2. Aufbau einer Scheibentriode. 1 – Getter; 2 – Anode; 3 – Gitter; 4 – Katode; 5 – Heizwendel

6 J 6 oder zur LD 1 gegriffen. Bei 435 MHz bereitet das auch keine Schwierigkeiten. Im 1230-MHz-Band wird es dann allerdings kritischer. Hier müssen dann Spezialröhren verwendet werden, wie sie auch in der kommerziellen Technik angewendet werden. Da kommen in erster Linie Scheibentrioden (Bild 2) bzw. Bleistiftröhren (penciltubes) oder ähnliche Typen in Betracht. Diese Röhren sind in ihrer Konstruktion dem koaxialen Aufbau der Leitungen des Resonanzkreises angepaßt. Ihre Grenzwelle liegt bei etwa 10 cm. Für noch höhere Frequenzen kommen Röhrenkonstruktionen (Bild 3) in Betracht wie Laufzeitröhren, z. B. das Reflexklystron (ein Resonator im Vakuum) oder das Rumbatron (dieses läßt sich mechanisch deformieren und über einen geringen Bereich abstimmen). Die Leistung eines normalen Reflexklystrons liegt bei etwa 10 . . . 20 mW, und die Frequenz reicht bis 100 GHz. In Radargeräten werden Vielkammermagnetrons verwendet. Diese haben bei einer Wellenlänge von 3 cm eine Leistung von 10^6 Watt bei einer Impulsdauer von 10^{-6} Sekunden.

Eine der modernsten Generatorröhren ist die Carcinotron, die back-ward-wafe-tube oder Rückwärtswellenröhre. Sie enthält eine Zickzackdoppelleitung, längs der sich die Welle ausbreitet. Entgegengesetzt dieser Welle streicht der Elektronenstrahl entlang. Durch die gegenseitige Bewegung ergibt sich die Rückkopplung dieses Generators.

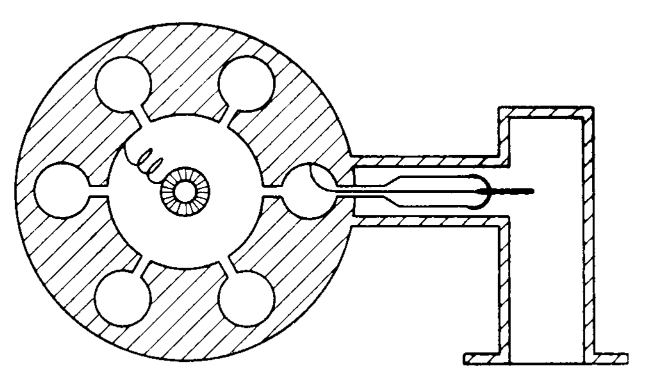


Bild 3. Prinzipieller Aufbau eines Magnetrons

Bei den Verstärkerröhren macht sich die geringe Bandbreite sowie das verhältnismäßig hohe Rauschen nachteilig bemerkbar. Das gilt nicht nur für die seit langem verwendeten Scheibentrioden, sondern auch für die Leistungsklystrons. Als zukunftssichere Verstärkerröhre gilt daher die Wanderfeldröhre (Bild 4). Für den Amateur bleiben diese beschriebenen

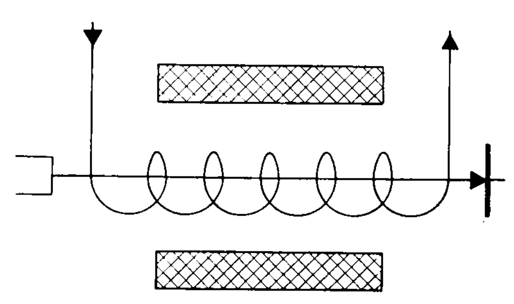


Bild 4. Prinzip einer Wanderfeldröhre

Röhren unerreichbar, so daß für die Arbeit im 1230-MHz-Band wohl nur die Scheibentrioden bzw. Bleistiftröhren in Frage kommen. Im 435-MHz-Band stehen uns zwar brauchbare Röhren zur Verfügung, die aber leider für den einzelnen nicht erschwinglich sind. Übrig bleibt nur der QRP-Sender, der aber keinen Grund zur Resignation darstellt. Im Gegenteil, der Erfolg mit geringerem Aufwand dürfte weit höher zu bewerten sein. Die wichtigsten Daten einiger Dezimeterröhren sind in der Tafel 2 angeführt.

3.12 Widerstände

Man war es bisher gewohnt, die Bauelemente so anzusehen, wie sie das Schaltbild zeigt. Ein reiner Wirkwiderstand wird in der komplexen Zahlenebene als Vektor dargestellt, der waagerecht liegt und nach rechts (positiv) gerichtet ist. „Blindwiderstände" sind senkrecht liegende Vektoren (Bild 5). In der Praxis aber müssen wir feststellen, daß Widerstände, Kondensatoren und Spulen in dieser Weise im Dezimetergebiet nicht anzutreffen sind. Solange es sich noch um Nie-

Tafel 2a. Röhren für die Höchstfrequenztechnik. a) Daten; b) Vergleichsliste

			Heizung		Grenzdaten		HF - Ausgang	
Typ	System	Form	U_V	I_A	Qa_Wmax.	Ua_Vmax.	Po_W	fMHz
DC 70	Tr	Submin	1,25	0,2	2,4	150	0,45	500
DC 80	Tr	Noval	1,25	0,2	3	150	0,45	470
EC 55	Tr	Sch-R	6,3	0,4	10	350	2,8	1000
EC 56	Tr	L-Rö	6,3	0,65	10	300	1,2	4000
EC 80	Tr	Noval	6,3	0,48	4	300		
EC 81	Tr	Noval	6,3	0,2	3,5	275	3	500
EC 93	Tr	Min	6,3	0,225	2,25	150		
QQE 03/20	Te	Doppelsystem	6,3	1,3	2×10	300	13	400
			12,6	0,65				
QQE 06/40	Te	Doppelsystem	6,3	1,8	2×20	600	22	400
			12,6	0,9				
ECC 91	Tr	Doppelsystem	6,3	0,45	1,6	300	0,3	500
LD 11	Tr	Metallkeramik	12,6	0,8	80	800	20	790
LD 12	Tr	Metallkeramik	12,6	0,8	80	800	5	3333

Anmerkung: Tr = Triode
Te = Tetrode
L-Rö = Leuchtturmröhre
Sch-R = Scheibenröhre
Min = Miniaturröhre

Die Ausgangsleistungen sind nicht vergleichbar, da sie sich auf unterschiedliche Frequenzen beziehen!

Tafel 2b

Europäische Standardbezeichnung	VEB Röhrenwerke	sowjetische Type	weitere Bezeichnungen
EC 92	EC 92	–	6 AB 4
EC 760	–	–	5718
ECC 91	ECC 91	6 Ж 6 П	6 J 6
2 C 40	EC 560	–	2 C 40
QQE 03/20	SRS 4452	ГУ 32	832 A
QQE 06/40	SRS 4451	ГУ 29	829 B
EC 80	EC 80	–	6 Q 4
EC 81	EC 81	–	6 R 4
EC 55	–	–	5861

derfrequenz handelt, fallen die Abweichungen vom Idealbild noch nicht ins Gewicht. Aber schon von gewickelten Drahtwiderständen wissen wir, daß ihrer Anwendung im Hochfrequenzgebiet Grenzen gesetzt sind. Diese Grenzen werden durch die induktiven und kapazitiven Eigenschaften dieser Widerstände gesetzt.

Die Praxis zeigt, daß die Abweichungen vom Idealzustand zunehmen, je höher die Frequenzen sind, in deren Gebiete die Bauelemente verwendet werden. Es kann also bei einer bestimmten Frequenz ein Kondensator nicht mehr kapazitiv, sondern induktiv wirken. Die in HF-Schaltungen verwandten Widerstände sind zum größten Teil Schichtwiderstände. Diese bestehen aus Keramikröhrchen, auf die eine Widerstandsschicht (Kohle oder Platin) aufgetragen ist. In der modernen Technik werden Miniaturwiderstände gefertigt, die ganz aus Widerstandsmaterial bestehen. An den üblichen Widerständen sind Anschlußkappen vorgesehen, an denen die Anschlußdrähte befestigt sind. Bei höheren Widerstandswerten macht sich hier schon die Kapazität dieser Anschlußkappen

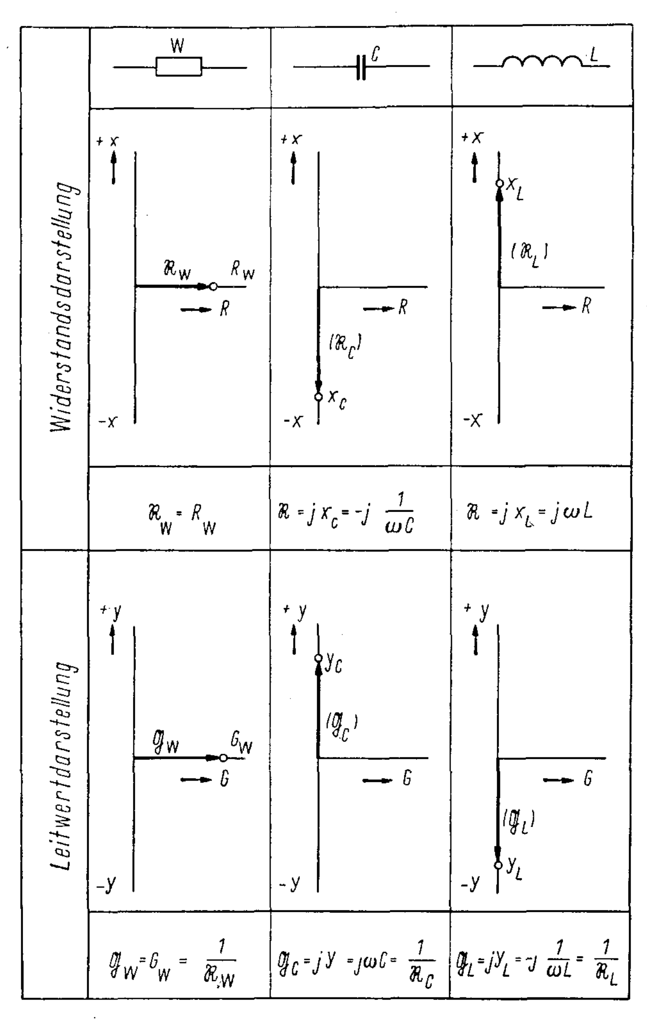


Bild 5. Vektordarstellung von R, C und L

bemerkbar. Bei kleineren Widerständen überwiegt die induktive Komponente, die aus Schichtleiterlänge und der Länge der Zuleitungsdrähte resultiert.

3.13 Kapazitäten

Bei Kondensatoren tritt deren Konstruktion sowie die Zuleitungsdrähte ebenfalls als Induktivität in Erscheinung, die besonders bei den höheren Frequenzen nicht mehr vernachlässigt werden darf. Diese Induktivität liegt mit der Kapazität des Kondensators in Serie, so daß bei einer bestimmten Arbeitsfrequenz eine Serienresonanz auftritt. Liegt die Arbeitsfrequenz höher als die eigene Frequenz, spielt die kapazitive Wirkung nur noch eine untergeordnete Rolle, der Kondensator wirkt als Induktivität. In der Höchstfrequenztechnik ist also auf den induktivitätsarmen Betrieb von Kondensatoren größter Wert zu legen. Kondensatoren mit breitflächigen Zuleitungen sind anderen Ausführungen vorzuziehen. Chassis- und Durchführungskondensatoren, an deren chassisseitigen Zuführungen sich keine kritischen Induktivitäten mehr bilden können, sind zu bevorzugen. Auch bei variablen Kondensatoren müssen hohe Ansprüche an die Stabilität gestellt werden. Kleine Temperaturkoeffizienten erreicht man bei einem Dielektrikum mit kleinem ε.

Auf Induktivitätsarmut beim Aufbau der Abstimmung ist zu achten. Bei Spulen sind die Verluste noch größer als bei Kondensatoren. Im Dezimeterwellenbereich werden diese Verluste in erster Linie durch den Skin-Effekt hervorgerufen. Je höher die Frequenz ist, um so weniger dringt ein Wechselstrom in einen Leiter ein. Ein Maß dafür ist die Leitschichtdicke. Es wird damit die Entfernung von der Oberfläche zu den Orten im Leiter verstanden, bei denen die Stromdichte auf den e-ten Teil, also 36 Prozent, der stärksten unmittelbar an der Oberfläche befindlichen, abgesunken ist. Da die Eindringtiefe bei Dezimeterwellen sehr klein ist, kann u. U. der Leiterträger aus einem anderen Werkstoff (z. B. Metall oder Isolierstoff mit niedrigen Temperaturkoeffizienten) bestehen, auf den die leitende Schicht aufgetragen wird.

3.14 Induktivitäten

Für die im Dezimeterwellenbereich verwendeten Drosseln werden $\lambda/4$-Drosseln bevorzugt. Sie werden wegen ihrer Drahtlänge so bezeichnet. Tatsächlich zeigen sich Übereinstimmungen des Resonanzwellenlängenviertels mit der Länge des ausgezogenen Drahtes der Drosselspule. Messungen ergaben, daß auf diese Weise hergestellte HF-Drosseln etwas höhere Resonanzfrequenzen hatten als die aus der Drahtlänge errechneten, die aber nach Einbau in die Schaltung übereinstimmten. Dabei spielt aber der Einbau der Drossel in das Gerät eine wesentliche Rolle. In der Dezimeterwellentechnik finden sich auch koaxiale Leitungen als HF-Drosseln. Diese auf $\lambda/4$ abgestimmten Leitungen zeichnen sich durch hohe Sperrwirkungen aus. Bei der Berechnung derartiger Drosseln ist der Verkürzungsfaktor des verwendeten Kabels bzw. der Leitung zu berücksichtigen.

3.2 Schwingkreise

3.21 Allgemeine Betrachtungen über Resonanzkreise

Vergleichen wir die Resonanzkreise unseres Rundfunkempfängers mit denen unseres KW-Empfängers, so erkennen wir schon den Unterschied, der hier noch (und bis in den UKW-Bereich hinein) vorhandenen konzentrierten Ausführung des L als Spule und des C als Kondensator. Beim Betrachten eines Schwingkreises im UKW-Teil unseres Rundfunkempfängers (3 m Wellenlänge) leuchtet es jedem ein, daß eine Grenze vorhanden sein muß, bei der sich eine derartige konzentrierte Ausführung von C und L nicht mehr verwirklichen läßt. Können wir bei niedrigen Frequenzen die auf Zuleitungen und andere Bauelemente verteilten Induktivitäten vernachlässigen, fallen in der UHF-Technik diese parasitären Blindkomponenten außerordentlich ins Gewicht.

Beim Aufbau eines Schwingkreises aus konzentrierter Induktivität und Kapazität, also mit Spule und Kondensator, gibt die Thomsonsche Formel die Abhängigkeit der Eigenfrequenz eines Schwingkreises von seinen Elementen an.

$$f_{[Hz]} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_{[H]} \cdot C_{[F]}}}, \qquad (1)$$

bei höheren Frequenzen schreiben wir besser

$$f_{[MHz]} = \frac{159}{\sqrt{L_{[\mu H]} \cdot C_{[pF]}}}. \qquad (2)$$

Bei sehr hohen Frequenzen verkleinert sich also die Induktivität so, daß dieselbe nicht mehr durch eine Spule herkömmlicher Bauart hergestellt werden kann. Wir müssen also Leiterstücke verwenden. Für die Berechnung der Induktivität von Leitern hat Kohlrausch folgende Gleichung angegeben:

$$L_{[cm]} = 2\, l_{[cm]} \left(\ln \frac{2\,l}{r} - 1\right) \qquad (3)$$

Dabei ist l die Länge und r der Radius. Die Bedingung gilt, wenn $l \gg r$, für den geraden Leiter.

Für den kreisförmig gebogenen Leiter, dessen Biegeradius R und dessen Radius r ist, gilt bei $R \gg r$

$$L_{[cm]} = 4\pi \cdot R_{[cm]} \left(\ln \frac{R}{r} + 0{,}079\right). \qquad (4)$$

Die Induktivität ist hier nach dem CGS-System in cm[1]) angegeben. Aber auch diesen Bauformen sind Grenzen gesetzt, wie folgendes Beispiel zeigt:

Bei einer Wellenlänge von $\lambda = 20$ cm unter Zugrundelegung einer Kreiskapazität von 5 pF benötigt man eine Induktivität von $L = 2{,}25$ cm. Ein gebogener Leiter mit einem Radius von

---

1) $1\ H = 10^3\ mH = 10^6\ \mu H = 10^9$ cm.

1,5 mm und einem Biegeradius von 10 mm zum Kreis gebogen hat aber bereits eine Induktivität von $L = 25$ cm. Wir erkennen daraus, daß in der Höchstfrequenztechnik die herkömmlichen Schwingkreise ab etwa 600 MHz nicht mehr in Betracht kommen. Dagegen sind sie in der der zuletzt genannten Form im 435-MHz-Band noch außerordentlich gut brauchbar. Mit dieser bzw. in der nachstehend beschriebenen Form abgestimmten Leitung lassen sich bei geeigneter Ausführung Kreise hoher Güte erreichen. Wir können diese als Paralleldraht-Leitungskreis (Lechersystem) oder koaxialen Leitungskreis (Rohr- oder Topfkreis) ausbilden. Ein Schema der Ausführungsformen zeigt *Bild 6.* Die elektrischen Wirkungen von Parallel-Drahtleitungen zeigt das Bild 7.

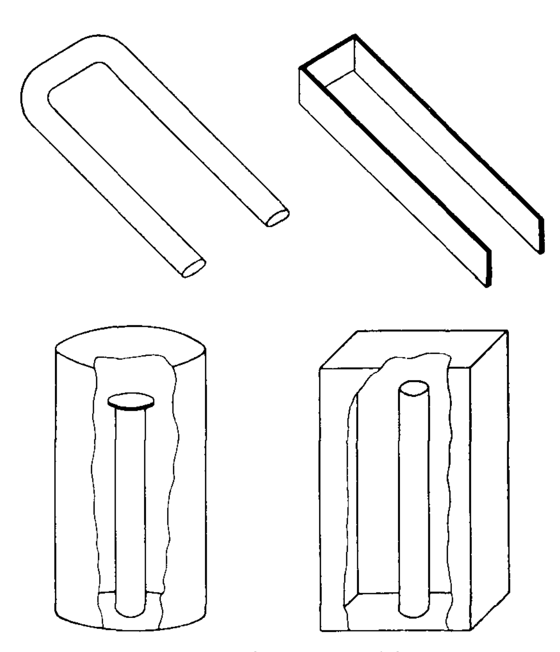


Bild 6. Ausführungsformen von Lecher- und Rohrkreisen

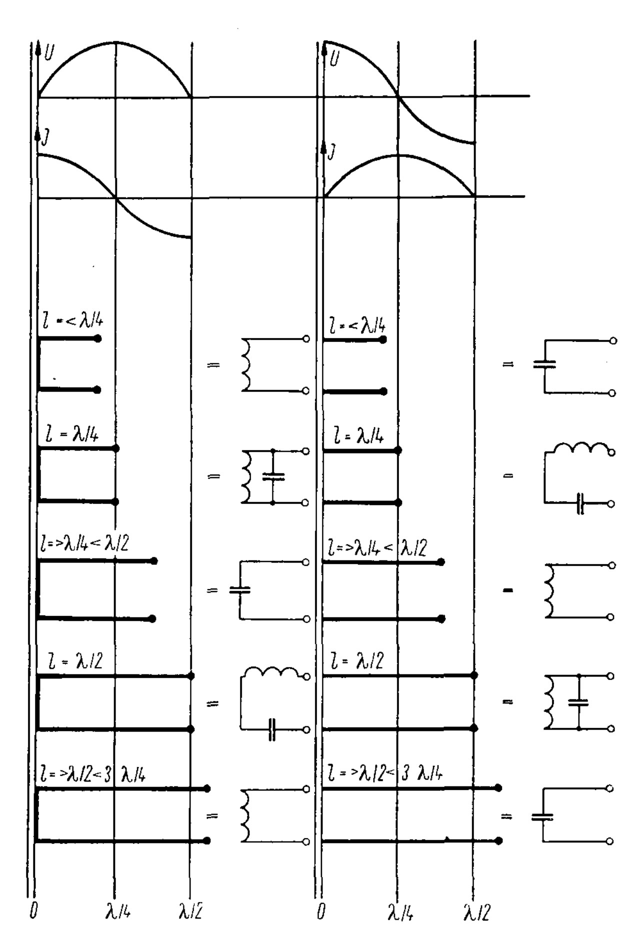


Bild 7. Elektrische Wirkung von Parallel-Drahtleitungen

Bild 8 zeigt die Strom- und Spannungsverteilung auf einem $\lambda/4$-Koaxialkreis und Bild 9 verschiedene Ankopplungsmöglichkeiten an Paralleldraht- und Koaxialkreise.

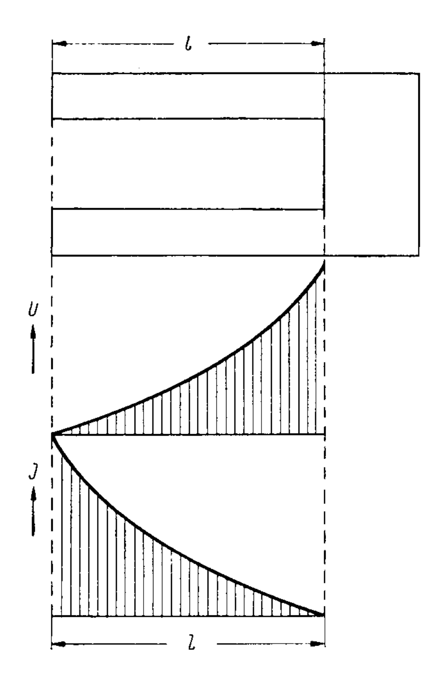


Bild 8. Strom/Spannungsverteilung auf einem $\lambda/4$-Koaxialkreis

Ein wichtiger Faktor zum Bestimmen der Kreisdimensionen bei Leitungskreisen ist der Wellenwiderstand. Bei einer idealen reflexionsfreien Leitung gibt der Wellenwiderstand das Verhältnis von Spannung und Strom an jedem Punkt der Leitung an.

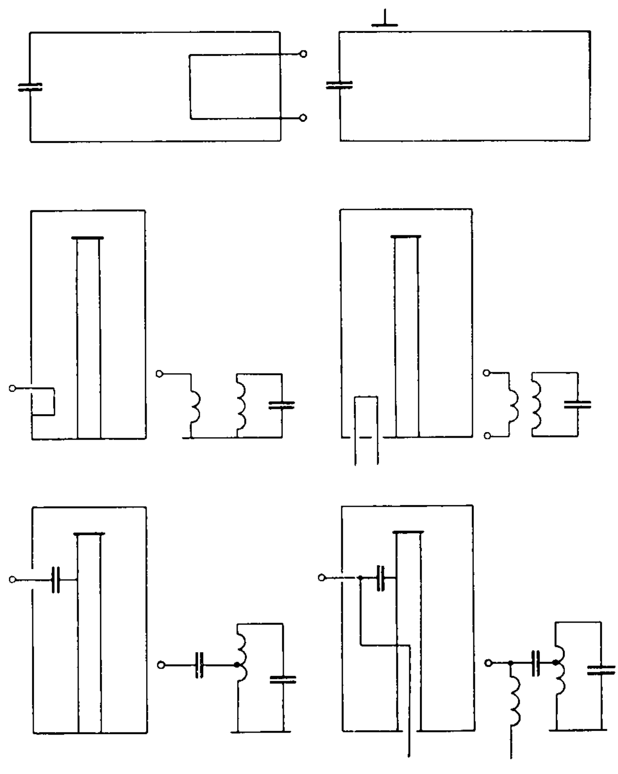


Bild 9. Verschiedene Ankopplungsmöglichkeiten an Paralleldraht- und Koaxialkreisen

Aus den Daten der Leitung können Kapazität, Induktivität, Ohmscher Widerstand und Ableitung je Längeneinheit festgelegt werden. Der Wellenwiderstand errechnet sich dann

$$Z = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}. \tag{5}$$

Bei verlustarmen Leitungen können wir vereinfacht schreiben

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}. \qquad (6)$$

Das heißt also, der Wellenwiderstand einer verlustfreien Leitung ist ein von der Frequenz unabhängiger reeller Widerstand. Sind Leitungsverluste vorhanden, wird er frequenzabhängig und komplex.

Wie wir aber bei der Betrachtung der Schwingkreise bereits festgestellt haben, sind die Abmessungen der Leitungen als Schwingkreis derartig gering, daß auch diese Verluste vernachlässigt werden können. Wir können demzufolge mit einem reellen Wellenwiderstand rechnen.

Ohne näher auf die nicht ganz unkomplizierten Leitungsformeln einzugehen, sei festgestellt, daß eine Leitung mit einer Länge $l = \lambda/2$ den gleichen Ein- und Ausgangswiderstand besitzt, d. h., ein Leitungsstück dieser Länge wirkt wie ein Transformator (Impedanztransformator) mit dem Übersetzungsverhältnis 1 : 1.

Trägt man den Verlauf des Eingangswiderstandes in Abhängigkeit von der Leitungslänge in ein Kurvenblatt ein, so erkennt man, daß sich die Widerstandswerte im Abstand von $\lambda/2$ wiederholen.

Eine kurzgeschlossene verlustlose Lecherleitung hat bei $l = \lambda/4$ einen unendlichen, bei $\lambda/2$ einen Blindwiderstand. Umgekehrt ist es bei der leerlaufenden Leitung.

Da also der Eingangswiderstand einer kurzgeschlossenen und einer leerlaufenden verlustlosen Leitung bei Veränderung der Länge bzw. der Wellenlänge alle Blindwiderstände durchläuft, kann auch jeder Blindwiderstand durch eine kurzgeschlossene oder leerlaufende Leitung bestimmter Länge ersetzt werden. Es ist deshalb möglich, eine verlustlos abgeschlossene, verlustlose Leitung durch kapazitive oder induktive Belastung (d. h. durch Parallelschalten einer Kapazität oder Induktivität) auf Resonanz abzustimmen. Eine kurzgeschlossene Leitung, die kürzer als $\lambda/4$, also induktiv ist,

kann durch eine Zusatzkapazität in Resonanz gebracht werden, die am offenen Eingang angeschaltet wird. Die gleiche Wirkung zeigt eine Induktivität im Strombauch, d. h. am Leitungsende.

3.22 Ausführungsformen

Die Ausführungsformen für Schwingkreise in Dezimeterwellengeräten beschränken sich im allgemeinen auf Lecherleitungen, konzentrische Kreise (konzentrischer Leitungskreis, Topfkreis) und Schmetterlingskreise. Letztere kommen dabei fast nur für Meßeinrichtungen in Betracht, da ihr Abstimmbereich außerordentlich groß ist. Den Grenzfall zwischen konzentrierter Induktivität und Lecherkreis stellt die als Haarnadelspule bekannte Anordnung dar, die für einfachste Schwingkreisanordnungen bis zu einer Wellenlänge von etwa 50 cm für Versuchsaufbauten besonders dem Anfänger auf diesem Gebiet sehr entgegenkommt. Eine derartige Schaltung wird am Schluß des Buches behandelt werden.

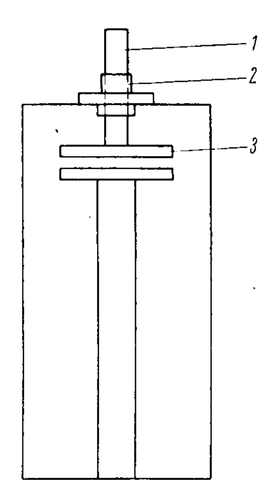


Bild 10. Ausführungsform von Topfkreisen. 1 – Abstimmachse; 2 – Einlochbefestigung; 3 – C-Abstimmung

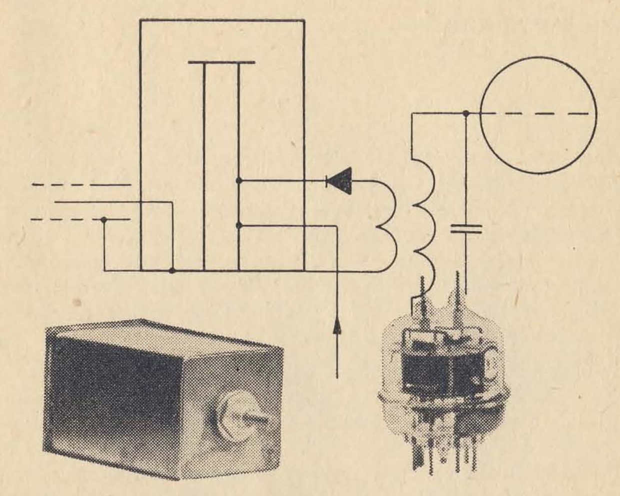


Bild 11. Ausführungsform von Topfkreisen

Über Lecherkreise braucht wohl kaum etwas gesagt zu werden; Stabilität und verlustfreier Aufbau (Isolation – versilberte Oberfläche) sind als selbstverständlich anzusehen. Die qualitativ hochwertigste Lösung, auch für den Amateur, stellt zweifellos der konzentrische Kreis dar. Den Aufbau eines Topfkreises für 400 . . . 500 MHz zeigen die Bilder 10 und 11.

4. EMPFÄNGER

Der Empfänger einer Dezimeterwellenanlage ist im allgemeinen ein Superhet. Das heißt, daß der sich ernsthaft mit dem Betrieb auf diesen Frequenzen beschäftigende Funkamateur ebenfalls das Empfangsprinzip des Supers anwenden sollte. Andere, einfache Empfänger, z. B. Superregenerativempfänger, sollten nur ein Schritt in der Entwicklung zum Superhet sein, bzw. nur für Klein- und Portablestationen und Fernlenkanlagen zur Anwendung kommen.

Für den Superhetempfänger ist es zunächst gleichgültig, ob er als Vorsatzgerät für den Stationsempfänger (u. U. mit zweifacher Überlagerung) gebaut wird. Empfehlenswert ist es aber auf alle Fälle, die Möglichkeit des Standortwechsels in Betracht zu ziehen. Denn welcher Amateur hat ein ausgesprochenes UKW-QRA? Es bleibt also die Möglicheit, Converter und Stationsempfänger, der beim QTH-Wechsel gegen einen Portable-RX ausgetauscht wird, oder der komplette Dezi-RX.

4.1 Einkreisige Empfänger

Für die ersten Versuche auf dem 70-cm- oder 24-cm-Band wird der Amateur kaum den Aufwand eines Superhets treiben. Das gleiche gilt für die Station, mit der er portable arbeiten will, und die unkompliziert aufgebaut, leicht und handlich sein soll. In diesem Falle kommt dann ein einfacher ein- oder zweistufiger Empfänger in Frage. Kritikern sei hier eingestanden, daß dieser Empfängertyp auf keinen Fall das technische Niveau darstellt, mit dem wir auch in der Zukunft den Betrieb auf den UHF-Bändern durchführen können.

4.11 Der Pendelrückkopplungsempfänger

Der Pendelrückkopplungsempfänger oder kurz Pendler genannt, ist ein Rückkopplungsempfänger, dessen Rückkopplungsfaktor im Rhythmus der sogenannten Pendelfrequenz

schwankt, so daß im gleichen Takt an- und abklingende Schwingungen wechseln. Die Pendelfrequenz muß einerseits oberhalb der Hörgrenze liegen, andererseits um einige Größenordnungen unterhalb der Eingangsfrequenz liegen, um Beeinflussungen zu vermeiden. Die Pendelfrequenz kann in einer getrennten Röhre erzeugt werden (Bild 12). Die Rege-

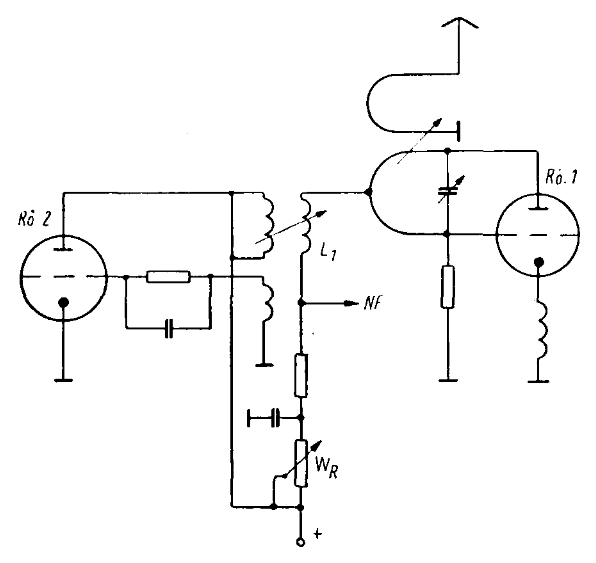


Bild 12. Pendler mit getrennter Röhre

lung der Rückkopplung erfolgt durch den Widerstand W_R, der den Arbeitspunkt des Audions einzustellen gestattet. Die Leistung des Pendelfrequenzoszillators (Rö 2) kann durch Ändern des Spulenabstandes (L_1, L_2) geregelt werden. Die getrennte Erzeugung der Pendelfrequenz ist aber nicht unbedingt erforderlich. Diese kann im Audion selbst erzeugt werden. Durch den besonders großen Abstand HF/NF lassen sich die vorstehend beschriebenen Forderungen auf genügend großen Frequenzabstand gut erfüllen. Die Prinzipschaltung zeigt Bild 13.

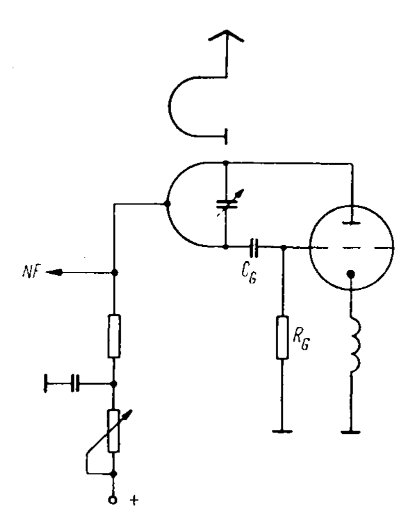


Bild 13. Pendler mit Erzeugung der Pendelfrequenz in einer Röhre

Wirkungsweise des Pendlers

Sobald im Audion Selbsterregung einsetzt, lädt sich der Gitterkondensator C_G auf. Bei richtiger Bemessung der Gitterkombination und genügend großer Amplitude wird die Ladung so groß, daß die Schwingung abreißt.

Der Gitterkondensator C_G entlädt sich nun über den Ableiterwiderstand R_G, womit die Schwingung erneut einsetzt. Die Momentanamplitude der von der Antenne zugeführten Hochfrequenz bestimmt die Anfangsamplitude der anklingenden Schwingung und beeinflußt damit die momentane Pendelfrequenz und den mittleren Anodenstrom. Der Spannungsabfall an den Widerständen in der Anodenleitung schwankt somit im Rhythmus der HF, die an der angegebenen Stelle entnommen werden kann.

4.2 HF-Stufen

4.21 Allgemeine Verstärkerschaltungen

Obwohl, wie im Abschnitt 4.4 „Mischstufen" noch erläutert wird, mit modernen Halbleiterdioden in der Mischstufe ausgezeichnete Ergebnisse erzielt werden können (günstige Rauschzahlen), die es erlauben, die Antenne unmittelbar an die Mischstufe anzukoppeln, kann eine HF-Stufe den Empfänger wesentlich verbessern. Voraussetzung allerdings ist die Verwendung dafür prädestinierter Bauteile, von denen die verwendete Röhre an erster Stelle steht. Selbst im 435-MHz-Band ist die Auswahl an Röhren, die eine, den Aufwand lohnende HF-Verstärkung zulassen, außerordentlich gering. Aus den Publikationen moderner Converter bzw. Eingangsteile für das Fernsehband IV ist besonders die PC 86 bzw. EC 86 bekannt geworden. Diese Röhre stellt z. Z. den besten Typ dar. Weitere Typen sind: EC 80, 417 A, 407 A und die ECC 91 (6 J 6). Besonders letztere genießt, da sie am einfachsten und am preisgünstigsten zu beschaffen ist, den Vorrang. Qualitätsmäßig aber steht sie an letzter Stelle in der Reihe dieser Röhren.

Im normalen HF-Verstärker ist die Triode in Gitterbasisschaltung der einzig gangbare Weg. Diese Schaltung weist gegenüber anderen Schaltungsvariationen das geringste Rauschen auf. Bis etwa 800 MHz, d. h. also im 435-MHz-Band, sind Trioden mit Stiftsockel noch zu verwenden. In höheren Frequenzbereichen dagegen sind Spezialausführungen, wie sie bereits im Abschnitt 3.11 beschrieben wurden, einzig verwendbar. Bedingungen sind in jedem Fall kleine C_1-, C_0- und L_k-Werte. Der Eingangswiderstand einer Triode in Gitterbasisschaltung (bis etwa 500 MHz) beträgt

$$R_E \approx \frac{1}{S} \quad [k\Omega,\ mA/V]. \qquad (7)$$

S = Steilheit

Aus den Schaltungsvarianten seien hier die beiden wesentlichsten herausgegriffen. Bild 14 zeigt eine Lecherkreisschaltung mit zwei Trioden in Gitterbasisschaltung, die selbstverständlich auch mit einer geeigneten Doppeltriode aufgebaut werden kann. Bild 15 zeigt eine HF-Stufe in Topfkreistechnik.

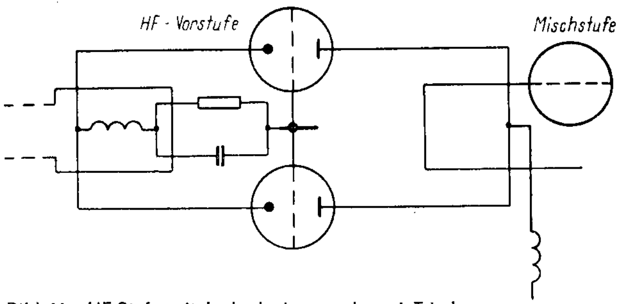


Bild 14. HF-Stufe mit Lecherkreisen und zwei Trioden

Wie aus der Formel 7 ersichtlich, ist der Eingangswiderstand von Gitterbasisstufen sehr klein. Aus diesem Grunde wurde auf den Gitterkatodenraum verzichtet und die Eingangsspannung unmittelbar über ein kleines Koppel-C an die Katode gekoppelt. In den Heizleitungen liegen wie üblich $\lambda/4$-Drosseln, um ein Abfließen der Eingangsspannung über die Katoden-Fadenkapazität C_{kf} nach Masse zu verhindern.

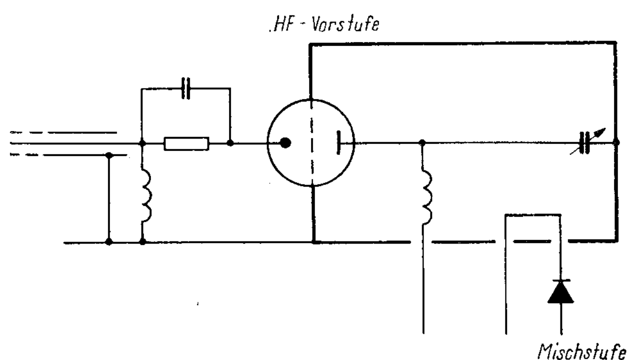


Bild 15. HF-Stufe in Topfkreistechnik

Die Größe des Katodenwiderstandes wird so groß gewählt, daß die Stufe, wie alle HF- und ZF-Stufen, im A-Betrieb arbeitet. Der hier beschriebene Aufbau ist aber jedoch nur

bis zu einer bestimmten Grenze brauchbar. Darüber hinaus – das trifft für die 24-cm- und 12-cm-Amateurbänder zu – müssen die Zuleitungsinduktivitäten wesentlich verringert werden. Damit wird die Serienresonanzfrequenz des Gitterkreises (C_{gk} und L_k) und damit die obere Betriebsfrequenz des Kreises heraufgesetzt. Außerdem sind kleinere Eingangs- und Ausgangskapazitäten sowie größere Eingangswiderstände erforderlich. Röhren, die sich der Kreiskonstruktion anpassen (siehe 3.11) sind deshalb notwendig.

4.22 Parametrischer Verstärker

Ein neuer Begriff taucht in letzter Zeit bei den UHF-Amateuren auf: der Parametrische Verstärker. Was hat es mit diesem auf sich? Vorerst ist zu sagen, daß es im herkömmlichen Sinne gar kein Verstärker ist. Der Begriff „Parametrischer Verstärker" ist nicht ganz glücklich gewählt worden. Mehr sagt schon der amerikanische Begriff „mavar" bzw. das, was er abkürzt, aus: „mivrowave amplification by variable reactance" (Mikrowellenverstärkung durch eine veränderliche Reaktanz). Man geht dabei von der Voraussetzung aus, daß sich ein verlustfreier, nichtlinearer Blindwiderstand wie ein negativer Widerstand verhält, also als Verstärker wirken kann.

Die Theorie zu erläutern, würde den Rahmen dieser Broschüre sprengen, deshalb soll nur in kurzer Form (soweit es möglich ist) versucht werden, die Wirkungsweise zu erklären. Man stelle sich das Demonstrationsmodell eines normalen Schwingkreises vor, bestehend aus einer Spule und einem Plattenkondensator. In diesem, auf eine Frequenz f abgestimmten Kreis befindet sich ein relativ schwaches Signal. Werden nun, wenn dieses Signal als Sinusschwingung durch Null geht, die Platten des Kondensators ein wenig auf einander zu und, wenn das Signal durch Sinus-Maximum geht, die Platten von einander fort bewegt, so wird das Signal im Maximum um geringe Beträge verstärkt. Es ist verständlich, daß die Plattenbewegung die doppelte Frequenz wie das Signal haben muß. In der Praxis ist es gelungen, zu dieser mechanischen Vorstellung ein Analogon mit gleicher Wirkung zu finden. Das heißt, die Eigenschaften eines kapazitiven Blindwiderstandes, dessen Kapazität mit der Geschwindigkeit einer ultrahohen

Frequenz variiert werden kann. Diesen Forderungen kommen einige hochgezüchtete Halbleiterdioden nach. Eine derartige Diode stellt die variable Reaktanz des parametrischen Verstärkers dar.
Auf die weitere Schaltungstechnik soll hier nicht eingegangen werden, da derartige Halbleiterbauelemente z. Z. den Amateuren so gut wie nicht zur Verfügung stehen.
Zusammenfassend ist zu sagen, daß mit derartigen Schaltungen laut den bekannten Veröffentlichungen Rauschfaktoren bis 0,7 dB herunter erzielt wurden und Empfindlichkeiten für das 70-cm-Band von 1 kT_0.

4.3 Oszillatoren

Für einfache Geräte, an die keine großen Anforderungen an Stabilität und Schmalbandigkeit gestellt werden, sind einstufige Oszillatoren ohne weiteres brauchbar. In den weiteren Ausführungen soll noch eine derartige Schaltung dargestellt werden. Wird nur ein kleiner Abstimmbereich benötigt, so wird der Aufbau der Anordnung außerordentlich einfach. Große Abstimmbereiche erfordern meist einen umfangreichen und konstruktiven Aufwand. Kleine Bereiche sind durch einfache kapazitive Abstimmvorrichtungen zu bewältigen.
Werden größere Anforderungen an die Stabilität der Schaltung gestellt, so ist ein quarzgesteuerter oder quarzkontrollierter Oszillator am Platze. Um auf die entsprechenden Zwischenfrequenzen zu kommen, sind mehrstufige Vervielfacher erforderlich. Eine oft gebrauchte Variante stellt die Verwendung eines 7-MHz-Quarzes mit 54facher Frequenzvervielfachung dar, bei der eine Endfrequenz von 378 MHz erreicht wird. Bezogen auf einen Empfangsbereich von etwa 430 ... 440 MHz, ergibt dies eine mittlere erste Zwischenfrequenz von 57 MHz. Der Kanal der ersten ZF und der zweite Oszillator des Empfängers müssen variabel sein und den Frequenzbereich von etwa 10 MHz erfassen.
Es lassen sich außer den bekannten Quarzschaltungen auch sogenannte Quarz-Oberton-Oszillatoren verwenden. Diese, vom Hersteller speziell hergestellten Obertonquarze schwingen dabei auf dem dritten, fünften bzw. siebenten Oberton.

Der Vorteil dabei ist: Die Grundwelle des Quarzes und alle seine niedrigen Oberwellen mit geraden Ordnungszahlen werden übersprungen. Dieser Vorteil kommt gerade in der UKW- und UHF-Convertertechnik zur Geltung. Als beachtenswerter Nachteil ist der große Frequenzziehbereich beim Abstimmvorgang, die Frequenzabhängigkeit von der Anodenspannung und Temperatur sowie die unharmonische Lage der Arbeitsfrequenz zur Quarzgrundfrequenz zu werten. Aufbau und Einstellung sind also sehr kritisch, darum sollte man nur mit ausreichenden Erfahrungen an derartige Schaltungen herangehen.

4.4 Mischstufen

4.41 Triodenmischer

Die Aufgabe einer Mischstufe besteht darin, aus Empfangs- und Oszillatorfrequenz die Zwischenfrequenz zu bilden. Die prinzipielle Arbeitsweise darf an dieser Stelle als bekannt vorausgesetzt werden.

Aus Rauschgründen führen im Dezimeterwellenbereich in Röhrenmischschaltungen nur Trioden in additiver Mischung zum Erfolg. Dabei können Katoden- und Gitterbasisschaltungen verwendet werden. Wegen der besseren HF-mäßigen Trennung des Eingangs- oder Ausgangskreises wird die Gitterbasisschaltung oftmals der Katodenbasisschaltung vorgezogen.

Bild 16 zeigt verschiedene Schaltungstechniken von Röhrenmischstufen.

Die Rauschzahl von Triodenmischern ist etwa um das 3- bis 5fache größer als die Rauschzahl der betreffenden Röhre allein.

4.42 Diodenmischer

Für die Mischung mit Dioden lassen sich die für diesen Zweck entwickelten Röhren (z. B. SA 1, SA 100, RD 2, 4 CA, RD 12 GA u. a.) verwenden. Die Verwendung moderner Halbleiterdioden ist aber wesentlich besser. Diese für Mischzwecke entworfenen und hochentwickelten Bauelemente zeich-

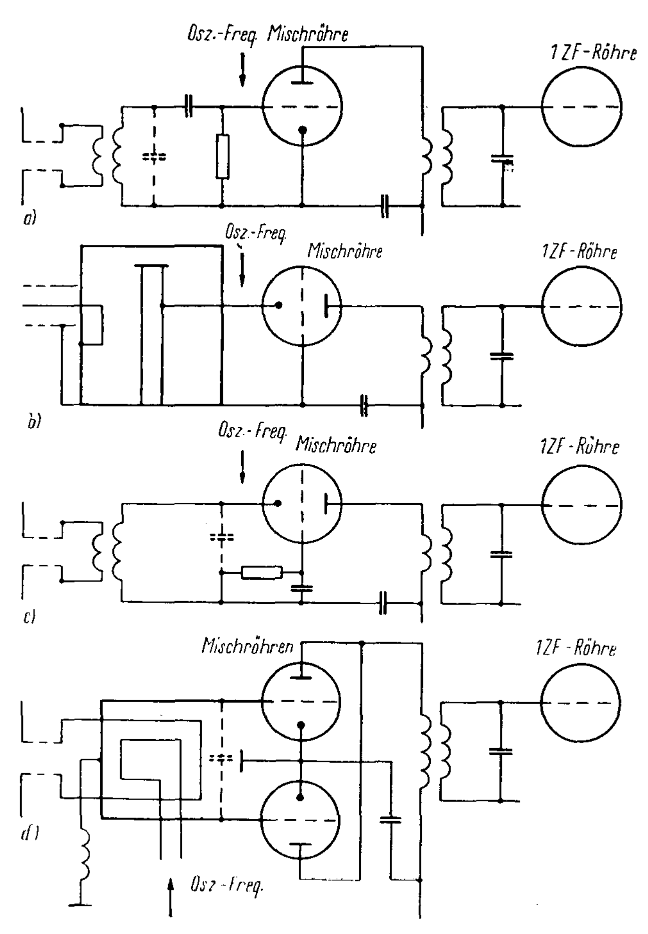


Bild 16. Mischstufen mit Röhren. a) und c) grundsätzliche Schaltungstechnik; b) Gitterbasismischstufe mit Topfkreis; d) Gegentaktmischstufe mit parallelen Anoden zur Rauschkompensierung

nen sich durch sehr kleine Rauschzahlen aus. Dabei erreichen Siliziumdioden noch günstigere Werte als Germaniumdioden. Germaniumdioden sind jedoch gegenüber Überlastungen unempfindlicher.

Bild 17 zeigt Schaltungstechniken von Diodenmischern.

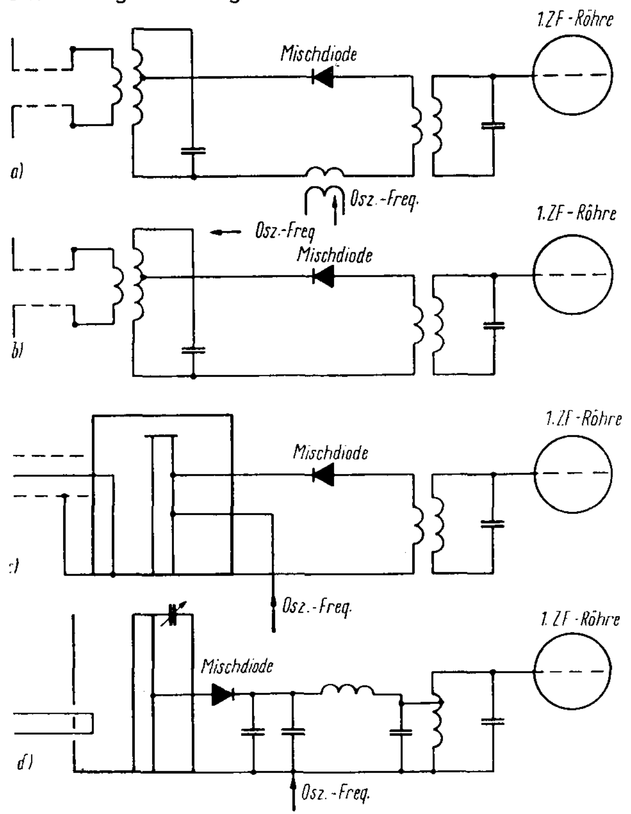


Bild 17. *Mischstufen mit Dioden. a) und b)* grundsätzliche Schaltungen; c) Diodenmischer mit Topfkreis und induktiver Oszillatorankopplung; d) Diodenmischer mit Topfkreis und kapazitiver Oszillatorankopplung

Um ein Maximum an Qualität des Empfängers zu erreichen, ist eine einwandfreie Einstellung der Diodenmischstufe erforderlich. Das Rauschminimum ist weitgehend von der Überlagerungsamplitude abhängig. Es ist deshalb zweckmäßig, eine Möglichkeit vorzusehen, die es erlaubt, den Diodenstrom an einem kalten Punkt zu messen.
Für die Einstellung des günstigsten Arbeitspunktes ist ein Rauschgenerator von großem Vorteil.
Für die Einkopplung der Oszillatorfrequenz in die Mischstufe muß eine ausreichend große Impedanz bestehen. Um die Impedanztransformation auf ein Mindestmaß zu beschränken, ist eine lose Ankopplung günstig. Dies wiederum erfordert eine größere Oszillatorenergie, was hohe Anforderungen an die Abschirmung der Nebenausstrahlungen stellt. Die Leistung des Oszillators muß um so größer sein, je höher die Zwischenfrequenz ist. Diese darf aber andererseits nicht zu klein sein, um die Spiegelfrequenzunsicherheit und das Spiegelfrequenzrauschen nicht zu stark anwachsen zu lassen.

4.5 ZF-Verstärker

Auf die Schaltungstechnik der Zwischenfrequenzverstärker speziell einzugehen, dürfte sich in diesem Zusammenhang erübrigen. Auch hier gelten die allgemeinen Erkenntnisse über den Aufbau der ZF-Stufen und die Wahl der Zwischenfrequenz, die aus Gründen der Spiegelfrequenzrauschfreiheit und des günstigen Oszillator-Empfangsfrequenzabstandes bei Superhetempfängern für das 435-MHz-Band im allgemeinen bei etwa 50 MHz liegt.
Da Amateure in den seltensten Fällen über Empfänger mit einem kontinuierlichen Abstimmbereich über 30 MHz verfügen, wird eine weitere Transponierung in einem vorhandenen Frequenzbereich erforderlich. Dies dürfte aber kaum Schwierigkeiten bereiten. Für die erste Zwischenfrequenz genügt dabei eine Trennstufe, während die Oszillatorfrequenz des zweiten Umsetzers aus dem einen quarzkontrollierten Oszillator entnommen werden kann. Die resultierende zweite Zwischenfrequenz liegt dann etwa im Bereich von 15 MHz, der wohl auf den vorhandenen Stationsempfängern vorhanden

sein dürfte. Für den Aufbau aller ZF-Stufen sind die bekannten Gesichtspunkte wie beim Aufbau von UKW- und KW-Empfängern zu beachten.

4.6 Nachsetzer und Endverstärker

Wie aus den bisherigen Darstellungen hervorgeht, wird der nachgeschaltete Stationsempfänger die Regel bilden. Auch bei portablem Einsatz liegt diese Variante nahe, da für Zweitverbindungen meistens ein KW-Band benutzt wird. Andernfalls ist die organische Verbindung des ZF-Gleichrichters und der NF-Stufen das gegebene. Es bleibt dabei dem einzelnen überlassen, welche Schaltungsvariante er für diese Stufen wählt. Auf jeden Fall ist eine Einrichtung zum Hören von cw-Signalen erforderlich, denn für Weitverbindungen ist auch (oder gerade) im UKW- und Dezimeterwellenbereich der cw-Verbindung der Vorrang zu geben. Die Erfahrungen der in den letzten Jahren durchgeführten UKW-Conteste sprechen eine beredte Sprache. Unter Umständen dürfte eine einfache, sauber aufgebaute Audionschaltung, deren Empfindlichkeit über alle Zweifel erhaben ist, schon allen Ansprüchen gerecht werden. Eine der vielen Möglichkeiten der NF-Verstärkerstufe zeigt das Schaltungsbeispiel (Bild 18).

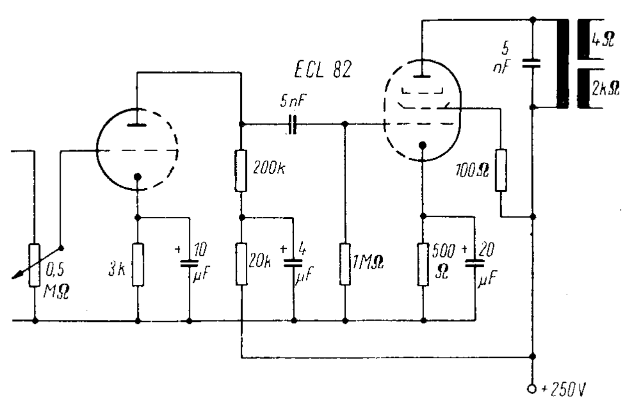


Bild 18. Zweistufiger NF-Verstärker

5. DER SENDER

Bevor auf die einzelnen Stufen eingegangen werden soll, ist die Frage zu beantworten, ob der Sender eigen- oder fremderregt arbeiten soll. Die Festlegung für eine dieser Möglichkeiten ist von verschiedenen Faktoren abhängig: Verwendungszweck, Frequenzbereich, geforderte Stabilität, Leistung und Wirtschaftlichkeit. Die ersten Versuche, besonders dann auf den höheren (24-cm- und 12-cm-) Bändern, werden wohl auf jeden Fall den eigenerregten Sender in Aktion sehen. Im 70-cm-Band dagegen bietet sich die Verdreifachung aus dem 2-m-TX geradezu an. Es wird somit, soweit es nicht schon der Fall ist, der größte Teil der OM die Kombination 2 m/70 cm bevorzugen.

5.1 Steuersender

Grundsätzlich gilt hier das bereits im Abschnitt 4.3 Ausgeführte. Neben dem quarzgesteuerten Sender mit einer f_Q von 6, 8, 16 oder 48 MHz hat der frequenzvariable Sender unter der Voraussetzung stabilen Aufbaues durchaus seine Berechtigung. Die Anwendung eines Super-VFO – der Aufbau eines solchen geht aus den Bildern 19 und 20 hervor – ist zu empfehlen.

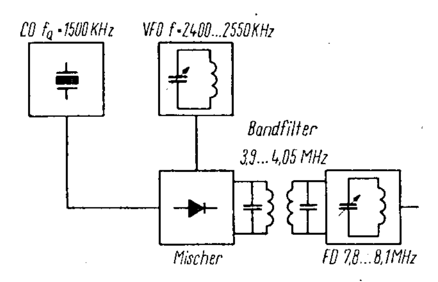


Bild 19. Blockschaltbild eines Super-VFO

In den meisten Fällen wird aber der schon erwähnte quarzgesteuerte Sender den Vorzug haben. Die verwendete Grundfrequenz wird dabei wohl weniger von technischen als vielmehr von wirtschaftlichen Gesichtspunkten bestimmt. Die Beschaffung geeigneter Steuerquarze bleibt leider nach wie vor ein Problem für den Amateur. Ideal ist selbstverständlich die Verwendung von Obertonquarzen, die die Anzahl der notwendigen Verdopplerstufen auf ein Minimum herabsetzen. Aus der Fülle der Möglichkeiten wird in den nachfolgenden Ausführungen ein Schaltungsbeispiel angegeben.

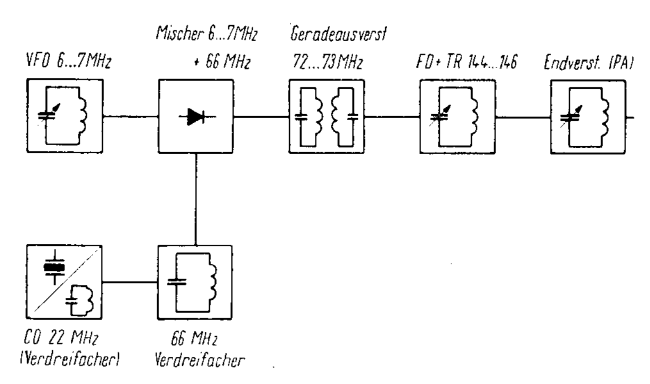


Bild 20. Blockschaltbild eines 144-MHz-Senders mit Super-VFO

Bild 21 zeigt einen sehr einfach aufgebauten Steuersender. Er läßt sich in dieser Form als Portable-Kleinsender für 144 MHz verwenden oder aber seinen hier gedachten Verwendungszweck entsprechend als Steuersender für eine leistungsfähige 2-m-PA bzw. Verdreifacher-PA für das 70-cm-Band.

Die Schaltung zeigt eine Quarzstufe, wie sie oft in amerikanischen Schaltungen zu finden ist. Ein Steuerquarz von 6 MHz wird in der dritten Harmonischen erregt. Den Rückkopplungszweig stellt der kapazitive Spannungsteiler C_1/C_2 dar. In der zweiten Stufe werden die somit erzeugten 18 MHz verdoppelt und in der gleichartig gebauten dritten Stufe ein weiteres Mal. Die Ströme der Steuergitter sollen etwa 0,5 bis 0,6 mA

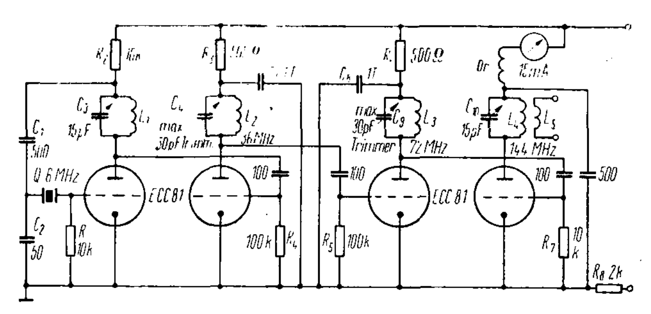


Bild 21. Kristallgesteuerter Klein- und Steuersender

betragen, das entspricht einer Steuerspannung von etwa 50 V. Bei Aufbau der Schaltung ist zu beachten, daß die Schwingkreisinduktivitäten L_1, L_2 und L_3 auf verlustfreie Spulenkörper gewickelt werden. Nur so ist es möglich, ausreichend hohe Steuerspannungen zu erzielen. C_3, C_4 und C_9 sind hochwertige Trimmer (Lufttrimmer), um die Kreisverluste auf ein Minimum zu beschränken. Die Endstufe arbeitet ebenfalls als Verdoppler. Mit einer Linkleitung wird der 435-MHz-Verdreifacher angekoppelt.

5.2 Frequenzvervielfacher

In den bisherigen Ausführungen wurden bereits alle Punkte, die beim Bau der Vervielfacherstufen zu beachten sind, hervorgehoben. Einwandfreies Material und sauberer Aufbau sind das A und O der Herstellung. Wie schon mehrfach erwähnt wurde, erscheint es angebracht, eine Trennung zwischen den Stufen 144 MHz und dem Verdreifacher-PA 435 MHz zu belassen. Auch bei der einfachen Ausführung, wie dem unter 5.1 beschriebenen Steuersender, bieten sich damit auch im 144-MHz-Band beachtliche Möglichkeiten. So wird dann zweckmäßigerweise die Verdreifacherstufe mit der PA für das 70-cm-Band zu einer Einheit verschmolzen, was auch die in diesem Frequenzbereich weit höher auftretenden Verluste weitgehendst verringert.

5.3 *Die PA-Stufe*

Der Aufbau soll kurz an Hand eines Beispiels erläutert werden. Bild 22 zeigt eine organisch verbundene Verdreifacherstufe mit anschließender PA-Stufe, für die eine SRS 4451, QQE 03/20 oder GU 32 Verwendung findet. Für die Ansteuerung genügt ein Steuersender beschriebener oder ähnlicher Bauart, der an seinem Ausgang etwa 2 W abgibt. Die Verbindung zwischen diesem und dem Verdreifachereingang erfolgt mit einer symmetrischen niederohmigen Leitung (Linkleitung, 150-Ohm-Flachkabel). Da bei der vorgesehenen Frequenzverdreifachung ein hoher Wirkungsgrad erforderlich ist, müssen die Gitter der FD-Stufe mit einer hohen HF-Spannung angesteuert werden. Die Abstimmung des Gitterkreises erfolgt mit einem Schmetterlingsdrehkondensator. An den Gittern liegen annähernd 100 V Gittervorspannung, die durch den Gitterstrom erzeugt werden. Der Ausgangskreis dieser Stufe besteht aus einem $\lambda/4$-Lechersystem mit Kurzschluß im Strombauch. Die Abstimmung erfolgt kontinuierlich durch eine mechanische Längenverschiebung des $\lambda/4$-Systems. Ein kapazitiv abgestimmter $\lambda/2$-Kreis kann gleichermaßen an dieser Stelle verwendet werden, bringt aber durch seine Mehrdeutigkeiten, besonders bei Triodenvervielfachern, eine unangebrachte Begleiterscheinung mit sich. Der Eingang der PA enthält jedoch wieder ein $\lambda/2$-System, das unmittelbar induktiv

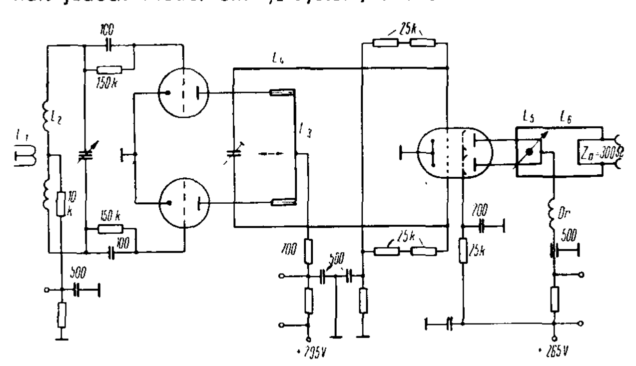


Bild 22. 435-MHz-Endstufe mit vorhergehendem Frequenzverdreifacher

(Bandfilterkopplung) mit dem vorhergehenden Anodenkreis gekoppelt ist. Dies trägt auch wesentlich zur Aussiebung von Nebenwellen bei. Dieser $\lambda/2$-Kreis wird kapazitiv durch C_2 abgestimmt. Der Tankkreis ist wiederum ein $\lambda/4$-Lechersystem, das durch eine veränderbare Kapazitätsscheibe abgestimmt wird. Es handelt sich hierbei um eine Art Wellenwiderstandsveränderung, also kapazitive und induktive Beeinflussung zugleich. Der richtige R_a ($Z = 300\ \Omega$) wird durch eine Stichleitung hergestellt.

Die erreichbare HF-Leistung beträgt etwa 10 W.

6. ANTENNEN

6.1 Ausführungsformen

Die Erfahrungen der Praxis lehren, daß bei etwa 50 cm Wellenlänge die Grenze liegt, bei der zu speziellen Antennenanordnungen gegriffen werden muß. Das heißt, daß wir im 70-cm-Amateurband noch mit normalen Dipolanordnungen arbeiten können. Die Abmessungen sind logischerweise gering, und eine 12er- oder 16er-Gruppe dürfte nicht an Platzmangel, wie das bei den klassischen Amateurbändern für die gute Antenne oft der Fall ist, scheitern. Diese Antennenanordnungen sind immer zu empfehlen, da sie im Verhältnis zu ihrem einfachen Aufbau ein Optimum an Leistungsfähigkeit aufweisen. Auch die Anpassung ist weit weniger kritisch als bei anderen Antennen, so daß der Amateur ohne komplizierte Meßmittel auskommt.
Viel kritischer dagegen ist der Aufbau einer Lang-Yagi, die in letzter Zeit viele Freunde gefunden hat.
Weiter läßt sich auf 70 cm noch der Winkel-Reflektor (Corner-Reflektor) und der Horn-Strahler verwenden.
Der letztgenannte Antennentyp stellt auch die zweckmäßigste Lösung auf den höheren UHF-Bändern (24-cm- und 12-cm-Amateurband) dar. Es geht hauptsächlich darum, die geringen Senderausgangsleistungen mit Antennen höchstmöglichen Gewinns auf die Gegenstelle zu konzentrieren. Die verwendeten Antennen haben daher oft äußerlich gewisse Ähnlichkeit mit den in der Optik gebräuchlichen Geräten. Die Lösung der Aufgabe, schärfste Bündelung, also größtmögliche Unterdrückung der Strahlung außerhalb des erforderlichen Raumwinkels, führte zu einer Vielzahl von physikalischen und konstruktiven Möglichkeiten:
Längs- und Querstrahler-, Trichter- und Schlitzantenne, Spulenantenne, Reflektor- und Spiegelantenne, Linsenantenne u. a.
In der kommerziellen Richtfunktechnik haben sich aus der Fülle dieser Möglichkeiten zwei Typen herausgehoben, die

in erster Linie auf Richtfunkstrecken verwendet werden. Es ist einmal der schon erwähnte Horn-Strahler (der aber nur noch selten verwendet wird) und zum anderen der Parabolstrahler (bzw. Parabolspiegel). Besonders im 4-GHz- und 7-GHz-Band hat sich eine Kombination dieser beiden Typen durchgesetzt, der Hornparabolstrahler. Alle diese Antennen haben ein extrem hohes Vor-Rückwärts-Verhältnis und einen sehr hohen Gewinn. Er beträgt bei einem Parabolstrahler von 3 m Durchmesser (kreissymmetrischer Parabolreflektor) 33 dB (2000-facher Gewinn) gegenüber dem Kugelstrahler. Auf dem Elementardipol bezogen, beträgt der Gewinn zwei Drittel der angegebenen Werte.
Für den Amateur sind diese Antennen aber kaum diskutabel, da es ihm an Möglichkeiten für die Herstellung solcher Konstruktionen fehlt. Trotzdem muß – wie schon gesagt – auf den höheren Bändern zu ähnlichen Antennentypen gegriffen werden.

6.2 Konstruktion

Vor dem Aufbau der Antennenanlage sind folgende Punkte zu berücksichtigen:

1. Je höher die Frequenz, um so höher die Verluste der Zuleitungen. Die ideale Lösung wäre, Sender und Empfänger unmittelbar mit der Antenne zu verbinden. Leider läßt sich das nur in den seltensten Fällen verwirklichen. Die Speiseleitung soll deshalb so kurz wie möglich gehalten werden. Auf verlustfreie Verlegung ist zu achten.
2. Der Gewinn einer Antenne ist nicht mit dem Wirkungsgrad zu verwechseln. Dieser ist von der Wirkfläche der Antenne abhängig.
3. Je schärfer die Bündelung und je höher der Gewinn einer Antenne ist, desto schmalbandiger wird sie in der Regel. Bei größeren Bandbreiten (Amateurfernsehen) muß deshalb zu einer Breitbandantenne gegriffen werden.

Das Baumaterial der Antennenelemente ist in den meisten Fällen Aluminium. Kupfer, Messing und Bronze sind natürlich nicht ausgeschlossen. Es bleibt gleichgültig, ob es Vollmaterial oder Rohr ist. Der Durchmesser soll bei freitragen-

den Elementen etwa 4 bis 12 mm betragen. Für Transformationselemente sowie bei Breitbandantennen können weit größere Durchmeser auftreten. Es ist zu empfehlen, die Antenne nach Fertigstellung mit einem wetterbeständigen Lackanstrich zu versehen.

Für die Speiseleitung kommt wohl fast immer handelsübliches UKW-Kabel in Frage. Es kann entweder Koaxialkabel oder Bandleitung sein. Über die Zweckmäßigkeit der Leitungsart wird der OM den Gegebenheiten seiner Station entsprechend entscheiden müssen. Ohne Zweifel läßt sich Koaxialkabel einfacher und verlustfreier verlegen, außerdem ist es witterungsunempfindlicher als alle anderen Leitungsarten. Als Nachteil ist die im Normalfalle höhere Dämpfung zu werten. Weiterhin sind in den meisten Fällen Tranformations- und Symmetrierglieder erforderlich. Bei der Bandleitung dagegen erweist sich die Symmetrie sowie der Wellenwiderstand (240 Ohm, besonders bei Gruppenstrahlern) oft als vorteilhaft. Die Dämpfung ist geringer als beim Koaxialkabel, wird aber bald weit größer, wenn es den Witterungs- und Schmutzeinflüssen, wie das in den Städten der Fall ist, ausgesetzt wird.

Aus der Vielzahl der Antennenkonstruktionen sollen nachstehend zwei beschrieben werden.

6.21 Der Gruppenstrahler

Gruppenantennen setzen sich aus kollinearen $\lambda/2$-Dipolen zusammen, die zu je zwei im Abstand von $\lambda/2$ senkrecht übereinander angeordnet werden (Bild 23). Im allgemeinen werden nur Reflektoren als Parasitärstrahler verwendet. Es kann auch eine Reflektorwand (Drahtnetz o. ä.) zur Verwendung gelangen. Alle Elemente müssen isoliert montiert werden.

Beim Gruppenstrahler läßt sich der Strahlungswiderstand genau vorausberechnen. Er ist abhängig vom Durchmesser der Strahler (Tafel 3). Jede Einheit von zwei kollinearen $\lambda/2$-Dipolen faßt man als Ganzwellendipol auf.

Die Lücke zwischen zwei $\lambda/2$-Dipolen soll $\lambda/100$ betragen.

Der Gewinn läßt sich annähernd berechnen.

$$G_a = 10 \cdot \log (4\,n \cdot 0{,}8)\ [\mathrm{dB}] \qquad (8)$$

(n = Zahl der $\lambda/2$-Dipole)

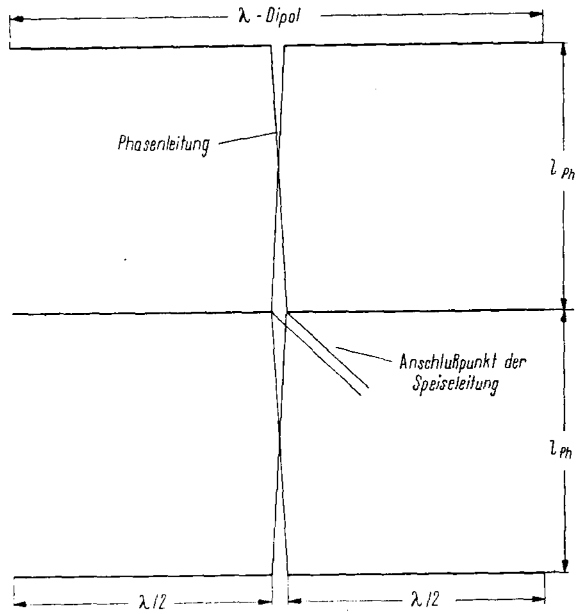


Bild 23. Gruppenstrahler

Tafel 3. Abhängigkeit des Strahlungswiderstandes vom λ/Durchmesser eines λ-Dipols

Ganzwellen-Dipol

λ/Φ des λ/Dipols	Strahlungs-widerstand Z_D	Länge des λ/Dipols in λ
50	500 Ω	0,85
100	900 Ω	0,87
150	1100 Ω	0,88
200	1300 Ω	0,89
300	1500 Ω	0,90
400	1700 Ω	0,91
700	2000 Ω	0,92
1000	2400 Ω	0,94

Mit Reflektoren erhöht sich der Gewinn um 3 dB. Die Reflektoren werden im Abstand von 0,25 λ hinter den Strahlern angebracht, so daß der ursprüngliche Strahlungswiderstand erhalten bleibt. Hinter jeder Hälfte des λ-Dipols kommt ein Reflektor, dessen Länge

$$l_R = \frac{14\,800}{f_{[MHz]}} \text{ [cm]} \tag{9}$$

ist.

Die Strahler werden untereinander durch gekreuzte λ/2-Phasenleitungen verbunden, deren Wellenwiderstand bedeutungslos ist. Die Länge der Phasenleitung ist

$$l_{Ph} = \frac{14\,850}{f_{[MHz]}} \text{ [cm]}. \tag{10}$$

Die Reflektoren werden nicht verbunden. Der Anschluß der Speiseleitung erfolgt stets an dem λ-Dipol, der sich in der geometrischen Mitte der Antenne befindet oder ihr am nächsten liegt. Als Tragekonstruktion sind Hartholzleisten zu empfehlen, die gegen Witterungseinflüsse in heißem Leinöl imprägniert werden.

6.22 Der Horn-Strahler

Aus dem in der kommerziellen UHF-Technik bekannten Horn-Strahler läßt sich für den Amateurgebrauch eine Antenne ableiten, die sich durch einfachen Aufbau, guten Gewinn und außerordentliche Breitbandigkeit auszeichnet (Bild 24). Sie besteht aus dreieckigen Elementen, die untereinander einen Winkel von 60° bilden und im Scheitelpunkt gespeist werden. Für die untere Grenzfrequenz gilt annähernd als Öffnungsweite W = 0,5 λ.

Die Richtcharakteristik ist vom Öffnungswinkel abhängig. Kleinere Winkel ergeben eine schärfere Bündelung.

Der Öffnungswinkel von 60° stellt einen Kompromiß zwischen zweckmäßigem Aufbau und Bündelungsschärfe dar.

Der Antennengewinn steigt mit der Frequenz. Hierauf ist beim Sendebetrieb zu achten, da dies die Oberwellenstrahlung begünstigt. Die Speisung der Antenne sollte über eine

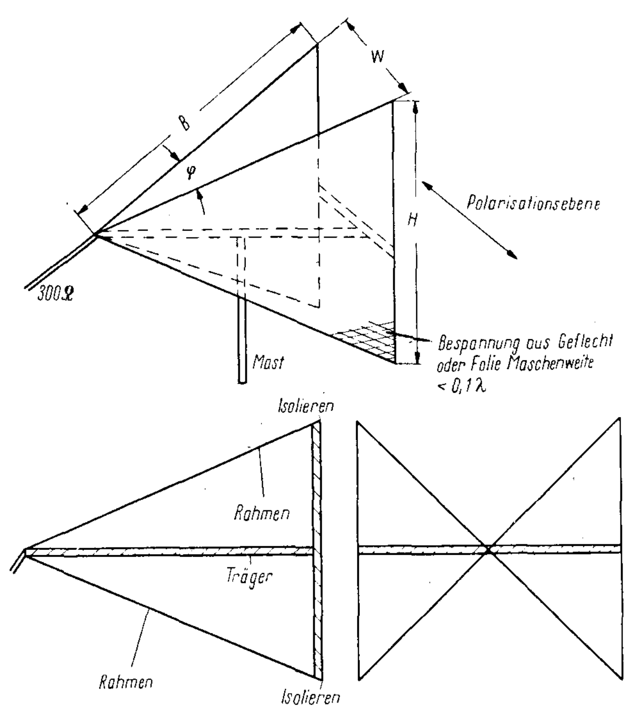


Bild 24. Hornstrahler

400-Ohm-Leitung erfolgen, eine 300-Ohm-Leitung ergibt in der Praxis eine noch zulässige Fehlanpassung.
Dies sind nur zwei aus der großen Anzahl der Möglichkeiten. Weitere Hinweise sind der speziellen Fachliteratur zu entnehmen.

7. ENERGIELEITUNGEN

7.1 Grundlagen

Entsprechend der Amateurfunkordnung sind unseren OM auf dem 70-cm-Band 30 W Output und auf dem 24-cm-Band 2 W Output gestattet. Wir sind nun daran interessiert, diese Energie möglichst verlustlos unserer Antenne, deren Höhe möglichst groß sein soll, anzubieten. Zu diesem Zweck ist es erforderlich, soweit der TX bzw. RX nicht unmittelbar an der Antenne montiert werden kann, eine Energieleitung zwischen Gerät und Antenne zu schalten.
Während für Frequenzen über 2000 MHz nur Spezialausführungen (Hohlrohrleiter, Goubau-Leitungen, elektrostatische Leiter u. ä.) in Frage kommen, ist es auf den o. a. Frequenzbändern noch möglich, handelsübliche Leitungen zu verwenden. Diese Energieleitung so aufzubauen, daß sie unsere Senderausgangsleistung möglichst verlustlos an die Antenne weitergibt, ist unsere Aufgabe. Das heißt, es soll die Leitung an den Sender und die Antenne an die Leitung „angepaßt" sein.
Ehe die Frage, wann diese Anpassung erreicht ist, beantwortet werden kann, müssen wir uns erst ein wenig mit der Leitungstechnik beschäftigen.

7.11 Der Wellenwiderstand

Betrachtet man ein Stück einer zweipoligen Leitung, so besteht diese aus einer Längsinduktivität ΔL und einer Querkapazität ΔC. Werden die LC-Glieder zu einer Kette aneinandergereiht, so können sie als Ersatzschaltbild einer Leitung angesehen werden (Bild 25). Da man bei einer homogenen Leitung annehmen darf, daß auf der Gesamtlänge der Leitung gleiche Verhältnisse herrschen, d. h., daß ΔL und ΔC auf jedem gleichlangen Stück der Leitung gleiche Größe aufweisen, kann man den resultierenden Wellenwiderstand

$$Z_L = \sqrt{\frac{n\,\Delta L}{n\,\Delta C}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{11}$$

berechnen.

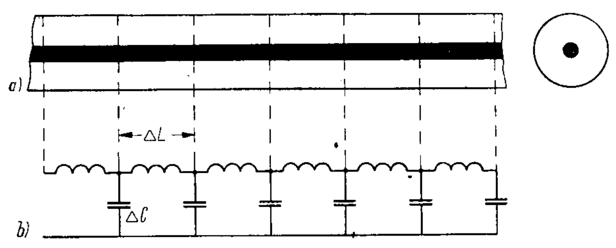


Bild 25. LC-Darstellung einer Leitung

Genauer dargestellt

$$Z = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}. \qquad (12)$$

Für eine verlustarme Leitung kann aber die Ableitung G und der Verlustwiderstand R vernachlässigt werden. Es wird dann $R \ll \omega L$ und $G \ll \omega C$. Man erhält dann wieder wie oben

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}. \qquad (13)$$

Das heißt also, daß der Widerstand einer verlustfreien Leitung ein frequenzabhängiger reeller Widerstand ist.

7.2 Ausführungsformen

7.21 Paralleldrahtsysteme

Paralleldrahtsysteme sind im Aufbau außerordentlich einfach und die Herstellungskosten deshalb gering. Dem Amateur wird es ebenfalls nicht schwerfallen, derartige Leitungen für kurze Übertragungsentfernungen selbst zu bauen. Leider steigen die Strahlungsverluste im Dezimetergebiet sehr stark an, so daß schon im 70-cm-Band die Verwendung sehr kritisch ist und nur auf kurze Entfernung empfohlen werden kann. Die Paralleldrahtleitung ist besonders empfindlich gegen Einflüsse von außen, d. h. die Beeinflussung durch die Nähe anderer Bauteile usw. Soll derartiges Antennenkabel verwen-

det werden, so ist ein ausreichender Abstand von Wänden usw. anzuraten.
Der Wellenwiderstand errechnet sich nach der Formel

$$Z = \frac{120}{\sqrt{\varepsilon}} \cdot \ln \frac{2\,d}{b} \quad [\Omega]. \tag{14}$$

7.22 Leiter gegen Erde (Eindrahtfeeder)

Für Eindrahtleitungen gelten im allgemeinen die gleichen Gesichtspunkte wie bei den Paralleldrahtsystemen.
Hierbei gilt für

$$Z = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon}} \cdot \ln \frac{2\,d}{b} \quad [\Omega]. \tag{15}$$

Es ist dabei vorausgesetzt, daß $d \gg b$ ist.

7.23 Bandleitung

Für zwei parallel im Abstand d voneinander verlaufende Bänder mit der Breite b gilt

$$Z = \frac{120}{\sqrt{\varepsilon}} \cdot \pi \cdot \frac{d}{b} \quad [\Omega]. \tag{16}$$

Dies gilt, wenn $\frac{d}{b} \ll 1$ ist. Wenn $\frac{d}{b} \gg 1$ so erhält man

$$Z = \frac{120\,\pi}{\sqrt{\varepsilon}} \cdot \ln \frac{4\,d}{b} \quad [\Omega]. \tag{17}$$

7.24 Koaxialleitung

Die Koaxialleitung dürfte wohl in der Höchstfrequenztechnik die wesentlichste Rolle spielen. Deshalb soll auch etwas näher auf diese eingegangen werden.

Die für den Energietransport verwendeten konzentrischen Kabel bestehen aus einem fast ausschließlich aus Volldraht bestehenden Innenleiter und einem Außenleiter, der aus einem Geflecht von Kupferdrähten hergestellt ist. Dazwischen befindet sich eine hochwertige Isolierschicht, die gleichzeitig den bestimmten Abstand zwischen diesen Leitern herstellt.

Im folgenden soll nun kurz auf die Leitungseigenschaften, nämlich auf den Widerstand, die Ableitung, die Kapazität und die Selbstinduktion des Koaxialkabels eingegangen werden.

Leitungswiderstand

Der Wechselstromwiderstand einer Leitung ist frequenzabhängig. Er stimmt bei den tiefen Frequenzen mit dem Gleichstromwiderstand annähernd überein und erreicht bei den hohen Frequenzen Werte, die die des Ohmschen Widerstandes um ein Vielfaches übersteigen. Dieser Anstieg des Widerstandes wird durch eine Erscheinung hervorgerufen, die als Hautwirkung (Skineffekt) bekannt ist und bei allen von hochfrequenten Wechselströmen durchflossenen Leitern auftritt. Diese Erscheinung ist für die Widerstandsverhältnisse des konzentrischen Kabels von großer Bedeutung; sie hat besonderen Einfluß auf den Wechselstromwiderstand des Innenleiters, der den Hauptteil des Gesamtwiderstandes des Koaxialkabels trägt. Die Hauptwirkung besteht darin, daß im Bereich der hohen Frequenzen der Strom bei seinem Hindurchtritt durch den Leiter nicht mehr den ganzen zur Verfügung stehenden Querschnitt in Anspruch nimmt, sondern infolge der Induktionswirkung innerhalb des Leiters nach außen gedrängt wird und sich nur in einer dünnen Schicht an der Oberfläche des Leiters ausbreitet. Man bezeichnet diese Schicht als äquivalente Leitschicht (mm). Sie ist ein Maß für die Eindringtiefe der Strombahnen in den Leiter. Da dessen Querschnitt nur einen Teil von dem vollen Leiter beträgt, muß der Widerstand danach größer sein als bei Gleichstrom.

Ähnliche Überlegungen gelten auch für den Außenleiter. Auch hier nehmen infolge der Hautwirkung die hochfrequenten Wechselströme ihren Weg entlang der Leiteroberfläche. Der Strom breitet sich ausschließlich an der dem Innenleiter zugekehrten Oberfläche vom Außenleiter aus. Der hochfrequente Widerstand des Außenleiters ist, bedingt durch die größere Oberfläche gegenüber der Oberfläche des Innenleiters, wesentlich geringer als beim Innenleiter.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß der Widerstand des konzentrischen Kabels von den Durchmessern des Innen-

und Außenleiters (d_i und d_a) sowie von den spezifischen Widerständen der für die Leiter benutzten Metalle abhängt.

Ableitung

Die Ableitung wird beim konzentrischen Kabel von der Leiteroberfläche, dem Abstand zwischen Innen- und Außenleiter sowie der Güte des Isolierstoffes bestimmt.

Kapazität

Die Kapazität des konzentrischen Kabels ist durch die Leiteroberfläche, den Leiterabstand und das Dielektrikum gegeben. Oberfläche und Abstand sind bei diesem Kabel von der Größe des Innen- und Außendurchmessers abhängig.

Die Kapazität des konzentrischen Kabels ist somit bei gegebenem Dielektrikum gegeben. Oberfläche und Abstand sind bei diesem Kabel von der Größe des Innen- und Außendurchmessers abhängig.

Die Kapazität des konzentrischen Kabels ist somit bei gegebenem Dielektrikum ausschließlich von dem Durchmesserverhältnis

$$\frac{d_a}{d_i} \text{ abhängig.}$$

Selbstinduktion

Ähnlich wie bei der Kapazität liegen die Verhältnisse bei der Selbstinduktion. Bei den hohen Frequenzen bilden sich infolge der Stromverdrängung im Innern der beiden Leiter keine magnetischen Kraftlinien mehr aus; ein magnetisches Feld entsteht lediglich an der Oberfläche der Leiter. Die Selbstinduktion wird bei diesem Kabel durch die Größe des Leiterabstandes bestimmt, der sich wiederum aus dem Verhältnis von

$$\frac{d_a}{d_i} \text{ ergibt.}$$

Als Energietransportleitungen werden die handelsüblichen, in der Tafel 4 dargestellten Kabel verwendet. Für Resonanzkreise, Meßanordnungen und Transformationselemente kommt auch für den Amateur der Selbstbau einer derartigen Leitung in Frage.

Tafel 4. Daten gebräuchlicher HF-Kabel (Hersteller: VEB Kabelwerk Vacha)

	Typ	Wellenwiderstand	Verkürzungsfaktor	HF-Betriebsspannungs kV	Isolationswiderstand
1.	003.1	60 ± 8 %	etwa 0,66	max. 2	min. 10^{12}
2.	016.1	60 ± 5 %	etwa 0,66	max. 2,5	min. 10^{12}
3.	023.1	60 ± 3 %	etwa 0,835	max. 1	min. 10^{12}
4.	026.1	60 ± 8 %	etwa 0,66	max. 2	min. 10^{12}
5.	032.1	60 ± 2 %	etwa 0,88	max. 0,5	min. 10^{12}
6.	033.1	60 ± 2 %	etwa 0,88	max. 0,5	min. 10^{12}
7.	047.1	60 ± 5 %	etwa 0,66	max. 2	min. 10^{12}
8.	048.1	60 ± 5 %	etwa 0,66	max. 2,5	min. 10^{12}
9.	303.1	120 ± 10 %	etwa 0,65	max. 2	min. 10^{12}
10.	352.0	240 ± 5 %	etwa 0,8	max. —	min. 10^{12}
11.	894.0	240 ± 10 %	etwa 0,93	max. —	min. 10^{12}

Kapazität	Mittlere Dämpfung in N/km bei 20 °C							
pF/m	Frequenz in MHz							
	10	50	100	200	500	1000	2000	3000
etwa 85	2,4	5,6	8,2	12,8	21	32	52	68
etwa 85	1,5	3,5	5,3	8,0	14	23	38	51
etwa 64	0,4	1,1	1,5	2,4	4,3	7	12	16
etwa 85	3,25	7,7	11,4	17	29,5	45	75,5	101,2
etwa 63	1,15	2,8	4,2	6,1	10,2	15,8	24,9	33
etwa 63	1,15	2,8	4,2	6,1	10,2	15,8	24,9	33
etwa 85	2,2	5,2	7,5	11	19	29	46	60
etwa 85	1,5	3,5	5,3	8	14	23	38	51
etwa 40	2,8	9	18	—	—	—	—	—
etwa 20	1,56	3,6	5,2	7,6	12,6	19	—	—
etwa 18	2,4	7	11,2	18	34	55	—	—

Die Typen Nr. 1 bis 8 sind Koaxialkabel, die Typen 9 bis 11 symmetrisch.

Der Wellenwiderstand errechnet sich aus

$$Z = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon}} \cdot \ln \frac{d}{b} \; [\Omega]. \qquad (18)$$

Weiterhin gibt es noch Konusleitungen und Wendelleitungen, deren Berechnungen wesentlich komplizierter sind. Erstere sind hauptsächlich als Übergangsstücke für konzentrische Leitungen gedacht. Beide Leitungsformen sind für den Amateur weniger interessant. Auf eine Darstellung soll deshalb verzichtet werden.

7.3 Anpassung der Leitungen

Wie im Abschnitt 7.1 schon dargestellt wurde, wollen wir bemüht sein, unsere im TX erzeugte Leistung ohne größere Verluste der Antenne zuzuführen, bzw. die empfangene Energie möglichst voll und ganz unseren Empfängern anzubieten. Dies ist aber nur möglich, wenn die Leitung angepaßt ist. Ist diese Anpassung vorhanden, so sind Spannungs- und Stromkomponente der übertragenen Leistung entlang der Leitung konstant. Besteht keine Anpassung, so treten Reflexionen auf. Die nicht vom Verbraucher aufgenommenen Energieteile laufen in der Leitung hin und zurück. Infolgedessen ergeben sich auf der Leitung stehende Wellen, deren Wellenberge und Wellentäler sich im Abstand der halben Wellenlänge der HF wiederholen (Bild 26).

Das Maß der Reflexion wird durch das Stehwellenverhältnis (englisch SWR = standing wave ratio) angegeben. In der deutschen Fachliteratur ist im allgemeinen das Zeichen m gebräuchlich.

Es ist

$$m = \frac{U_{max.}}{U_{min.}} = \frac{I_{max.}}{I_{min.}}. \qquad (19)$$

Allgemein ist bekannt, daß eine Leitung einen Impedanzübertrager darstellt. Es würde deshalb zu weit gehen, hier in diesem Rahmen mathematische Beweisführung für Transformationseigenschaften anzutreten.

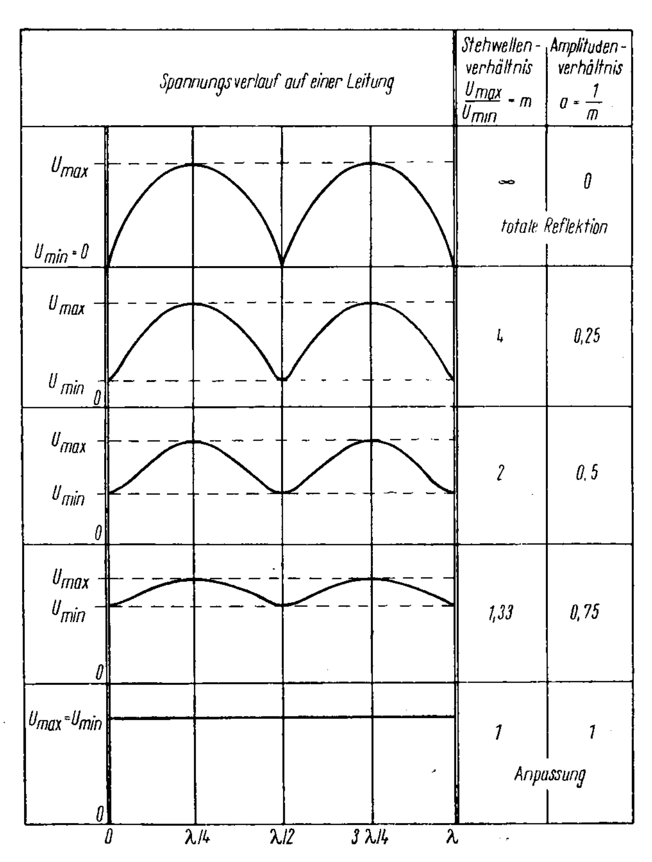


Bild 26. Stehende Wellen auf einer Leitung mit den Stehwellenverhältnissen

Dieser Transformationsbereich erstreckt sich über eine Längenänderung der Leitung von 0 bis $\lambda/2$ (Bild 27).

Die Eigenschaften von Leitungsstücken bestimmten Wellenwiderstandes und gegebener Länge sowie deren Verwendung

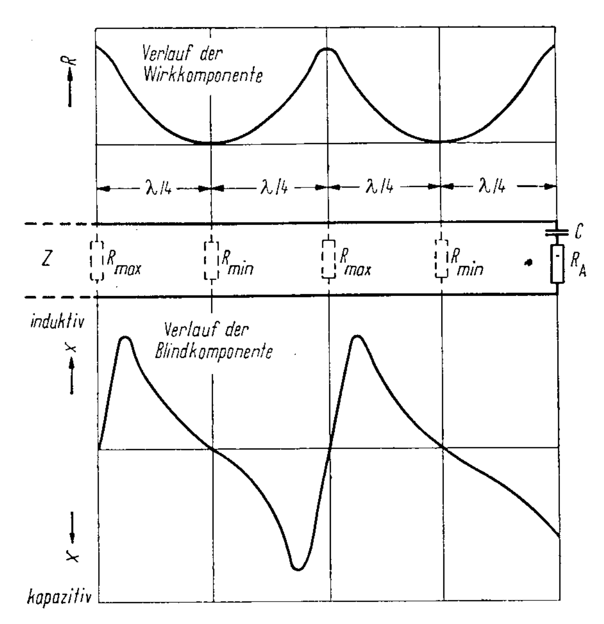


Bild 27. Verlauf der Wirk- und Blindkomponente einer komplex abgeschlossenen Leitung

als Schalt- und Transformationselemente sind aus den Kreisdiagrammen (Widerstands- bzw. Leitwertskreisdiagramm) der Fachliteratur zu entnehmen. Den Theoretikern unter den Amateuren wird das Studium dieser Literatur sehr empfohlen.

8. ÜBER DIE AUSBREITUNG VON ULTRAHOHEN FREQUENZEN

8.1 Allgemeines

Die bisher gemachten Erfahrungen zeigen, daß sich Dezimeter- bzw. Zentimeterwellen ähnlich den Lichtwellen ausbreiten. Diese Ähnlichkeit wird mit höheren Frequenzen immer größer. Die Wellen unterliegen dabei wie die Lichtwellen den Gesetzen der Reflexion, der Beugung, der Brechung und der Absorption. Ihre Ausbreitung findet ebenfalls die Grenze am optischen Horizont (die möglichen Abweichungen von dieser Regel sollen an dieser Stelle nicht behandelt werden; man spricht bekanntlich von „quasi-optischer Sicht"). Die Verbindung von Sende- und Empfangsantenne soll als gerade Linie durch den Raum verlaufen, d. h., daß diese Verbindung frei von festen Hindernissen wie Berge, Bauwerke, Wald usw. sein soll (in der Praxis zeigen sich auch hier Ausnahmen). Atmosphärische Hindernisse (Nebel, Regen, Schnee, Wolken usw.) sind hier nicht gemeint. Sie bewirken allenfalls in ihrer Zeitdauer begrenzt frequenzabhängige Schwundeinbrüche. Die bei von äußeren Störeinflüssen unabhängiger Strahlung zu erwartende Empfangsleistung läßt sich aus Streckenlänge, Frequenz, Antennengewinn und Sendeleistung ermitteln.

Wie bereits ausgeführt wurde, unterliegt die Ausbreitung der Dezimeterwellen den Gesetzen des Lichtes. Die Dezimeterwellen werden demnach auch gebeugt, gebrochen oder reflektiert. Am Empfangsort erscheint also nicht nur die direkte Strahlung, sondern auch die durch Reflexion, Beugung oder Brechung an der Erdoberfläche hervorgerufene zusätzliche Strahlung. Diese Interferenz kann sich zu der direkten Strahlung addieren oder auch subtrahieren. Der letzte Fall kann bis zur absoluten Unterbrechung der Verbindung führen. Bei der Planung fester Verbindungen (Richtfunkstrecken) ist es deshalb erforderlich, diese Komponenten zu berücksichtigen. Eine ganz exakte Berechnung läßt sich aber in der Praxis kaum durchführen, da die Geländeverhältnisse auf der Erd-

oberfläche zu unregelmäßig sind. Es soll auch nicht näher auf diese Berechnungen eingegangen werden, da sich nur die Theoretiker unter den Amateuren damit beschäftigen werden.

Interessant sind aber die Einflüsse der Dämpfung auf die Übertragung eines Signals vom Sender zum Empfänger der Gegenstelle. Dieser Übertragungsweg ist nicht verlustlos. Die vom Sender an die Sendeantenne abgegebene Leistung Ns erscheint am Empfänger als Empfangsleistung Ne. Das logarithmische Verhältnis der Wurzel beider Leistungen ergibt den nachstehend bekannten Ausdruck der Dämpfung

$$b_D = \frac{1}{2} \ln \frac{N_s}{N_e} \; [Np]. \qquad (20)$$

Um einen Überblick über die gesamte Dämpfung des Übertragungsweges zu erhalten, erscheint eine Aufgliederung notwendig. Sie setzt sich in ihrer Reihenfolge wie folgt zusammen:

a) Dämpfung zwischen Sender bzw. Empfänger und Antenne (Antennenkabel);

b) Dämpfung durch Fehlanpassung des Senders und Empfängers sowie der Antenne an das Kabel;

c) Dämpfung durch evtl. verwendete Antennenweichen;

d) Antennengewinn der Sende- und Empfangsantenne (negative Dämpfung);

e) reine Streckendämpfung;

f) Schwunddämpfung.

Zu a): Wie bereits beschrieben, soll zwischen Sende- und Empfangsantenne optische Sicht vorhanden sein. Die Antennenanlagen werden daher möglichst hoch angebracht. Es sind mehr oder weniger lange Zuleitungen erforderlich, verwendet wird fast ausschließlich Koaxialkabel (bei 435 MHz auch Bandkabel). Die Dämpfung dieser Zuleitung auf der Sende- und Empfangsseite entsteht durch die Verluste und errechnet sich nach

$$b_L = \beta \cdot l, \; [Np], \qquad (21)$$

wobei die Dämpfungskonstante (Np/Längeneinheit) und l die verwendete Länge ist. Die Dämpfungskonstante wird vom Herstellerwerk angegeben.

Zu b): Die Zuleitung zwischen Sender und Antenne bzw. Antenne und Empfänger soll weitgehendst reflektionsfrei abgeschlossen sein. Ist dies nicht der Fall, so entstehen sendeseitig Rückwirkungen sowie Leistungsverluste, und am Empfänger erscheint nicht die volle Antennenleistung. Die Größe der Fehlanpassung wird durch Abtasten der Spannungsverteilung auf die Zuleitung mit einer Meßleitung ermittelt. Die Güte der Anpassung wird durch den Quotienten aus

$$\frac{U_{min.}}{U_{max.}}. \qquad (22)$$

als Maß eingeführt. Die infolge der Fehlanpassung entstehende Dämpfung errechnet sich

$$b_F = \ln \frac{1 + m}{2\sqrt{m}} \; [Np]. \qquad (23)$$

Wird $m = 1$, so bedeutet das vollkommene Anpassung, während $m = 0$ völlige Fehlanpassung, d. h. Abschluß mit einem Blindwiderstand, in speziellen Fällen Leerlauf oder Kurzschluß darstellt. In der Praxis liegen die Werte für m zwischen 0,5 und 0,8.

Zu c): Um Sender und Empfänger an einer gemeinsamen Antenne betreiben zu können (in der kommerziellen Technik auch zwei Sender bzw. zwei Empfänger), werden gegebenenfalls entsprechende HF-Weichen verwandt. Die Dämpfung einer solchen Weiche liegt im kommerziellen Anwendungsgebiet bei etwa

$$b_w = 0{,}1 \text{ Np}.$$

Zu d): Während für Wellenlängen $\lambda > 50$ cm noch normale Dipolanordnungen verwendbar sind, sollten für kürzere Wellenlängen andere Antennenformen vorgezogen werden. Dies ist nicht zuletzt dadurch bedingt, daß es erforderlich wird, die geringe Sendeleistung, die bei derartig hohen Frequenzen nur noch verhanden ist, entsprechend scharf zu bündeln, um einen maximalen Gewinn zu erzielen. Die extreme Verwirk-

lichung dieser Forderung finden wir in der Richtfunktechnik. Auch hier finden wir weitgehende Vergleiche mit der Optik (z. B. Scheinwerfer).

8.2 Die Berechnungsmöglichkeiten von Übertragungsstrecken

Die in den letzten Jahren, besonders im Internationalen Geophysikalischen Jahr (IGY) gemachten Erfahrungen zeigen, daß nicht nur eine ausdauernde und beharrliche Arbeit auf den Bändern, sondern (und das gilt in ausgeprägtem Maße auf den UHF-Bändern) auch eine sorgfältige Vorbereitung und Auswertung der praktischen Arbeit erforderlich ist. Die schon erwähnten Erfolge sind keine Zufallstreffer, sondern das Ergebnis ausgiebiger Untersuchungen von Ausbreitungsbedingungen, technischen Möglichkeiten und anderem mehr.

Es erscheint deshalb wichtig, auch auf die theoretischen Berechnungen der voraussichtlichen Ausbreitungsbedingungen einzugehen. Mögen auf 2 m und 70 cm noch besondere Verbindungen (von Scatter- und ähnlichen Bedingungen abgesehen) zustandekommen, die als Erfolg praktischer Bemühungen anzusehen sind, so führt der Weg auf den noch höheren Bändern nur über die Beherrschung der Theorie zum Erfolg.

Nachfolgende Erläuterungen beruhen auf den Erfahrungen des kommerziellen Funkdienstes und haben auch für den Amateur grundlegende Bedeutung.

Welche Berechnungen sind erforderlich? Betrachten wir zuerst die Ausbreitung bei quasioptischer Sicht. Geht hier der Planer der kommerziellen Richtfunkverbindungen den Weg, daß er die erforderlichen Antennenhöhen errechnet, so wird der Amateur wohl immer vor die Aufgabe gestellt, zu untersuchen, welche Verhältnisse zwischen seiner und der zu erreichenden Gegenstation vorhanden sind. Die Antennenhöhe ist also in den meisten Fällen gegeben. Zur Feststellung, ob die Gegenstelle hinter dem optischen Horizont liegt, dient Bild 28. Dabei bedeutet $h_ü$ die Höhe, bis zu der die Erdoberfläche infolge ihrer Kugelgestalt über die geradlinige Verbindung zweier an der Erdoberfläche liegender Punkte

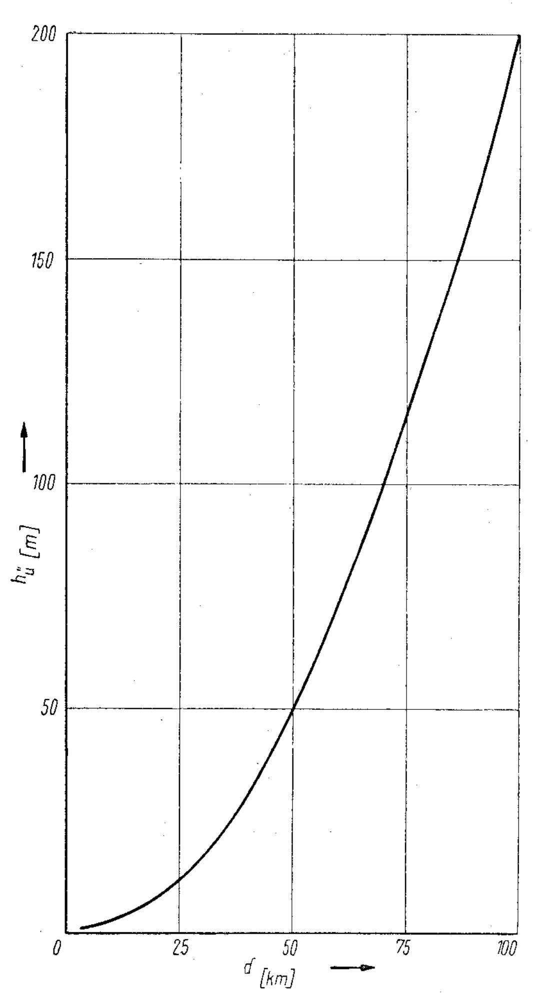


Bild 28. Überhöhung infolge Erdkrümmung in Abhängigkeit von der Streckenentfernung

hinausragt. Diese Überhöhung $h_ü$ ergibt sich für die Entfernung d und den Erdradius R zu

$$h_ü = \frac{d^2}{8\,R} \qquad [h_ü,\ d,\ R \text{ in m}] \quad (24)$$

oder mit ausreichender Genauigkeit

$$h_ü = \frac{d^2}{51} \qquad [h_ü,\ d,\ R \text{ in m}] \quad (25)$$

Für die bei streifender Sicht erreichbare Entfernung d gilt nach Bild 29, wenn h_1 und h_2 die Höhen der Antennen bedeuten,

$$d = \sqrt{2\,r} \cdot \left(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}\right) \qquad d[\text{km}] \quad (26)$$

oder ausreichend genau

$$d = 3{,}57 \left(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}\right) \qquad h[\text{m}]. \quad (27)$$

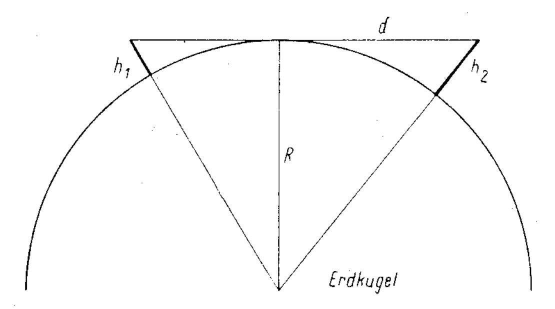


Bild 29. Prinzipielle Darstellung der Erdoberfläche zur Berechnung der freien Sicht

Diese Art der Untersuchung ergibt natürlich nur einen groben Überblick über die voraussichtliche zu überbrückende Entfernung, da die Erhöhungen auf der Erdoberfläche noch unberücksichtigt sind. Um sie in die Rechnung mit aufzunehmen, müßte ein Streckenschnitt angefertigt werden. Bei der kommerziellen Planung wird dies auch mit entsprechender Genauigkeit durchgeführt. Für den Amateur dürfte die Orientierung nach einer guten Karte ausreichend sein.

9. MESSTECHNIK

9.1 Allgemeine Meßverfahren

In der UHF-Technik muß den verwendeten Meßmethoden und Meßgeräten besondere Aufmerksamkeit gewidmet werden. In diesen Frequenzbereichen, in denen eine rechnerische Erfassung im voraus ungleich schwieriger ist als in der allgemeinen Hochfrequenztechnik, liegt das Schwergewicht auf dem praktischen Experiment und damit auch auf der meßtechnischen Auswertung des Versuchsaufbaues bzw. des fertig aufgebauten UHF-Gerätes.
Die Messungen selbst sind an und für sich die gleichen wie in der HF-Technik: Strom-, Spannungs-, Leistungs-, Widerstands- und Frequenzmessungen. Darüber hinaus gewinnen die Messungen der Empfindlichkeit von Empfängern, der Dämpfung von Schwingkreisen und der Anpassung von Leitungen große Bedeutung.
Für die im UHF-Gebiet entwickelten speziellen Meßgeräte gelten aber andere Gesichtspunkte als bei den herkömmlichen HF-Meßgeräten. Die hier ausgeprägte, in Form von stehenden Wellen erfolgende Strom- und Spannungsverteilung bedingt eine Stauung der Energiemenge an den Knotenpunkten. An diesen Stellen tritt dabei eine Strahlung von Feldenergie in den Außenraum auf, die beim Energietransport zu Meßzwecken nicht mehr zu vernachlässigende Verluste bedingt. Entsprechende abgeschirmte Leitungen sind notwendig. Hierbei sind andererseits die Kapazitäten zu berücksichtigen. Stoßstellenfreie Verbindungen (besonders für das UHF-Gebiet konstruierte Stecker und Buchsen) sind ebenfalls Bedingung. Bei Spannungsmessungen mit Dioden vorwiegend im 24-cm- und 12-cm-Band, machen sich die Elektronenlaufzeiten bereits störend bemerkbar. Sie müssen, genau wie die Elektrodenkapazitäten berücksichtigt werden. Das gilt auch für die Zuleitungskapazitäten des Gleichrichters und für die Kapazitäten an den Durchführungen (Glas, Keramik, Trolitul, Styroflex usw.). Während die Elektronenlaufzeiten eine zusätzliche

Dämpfung bewirken, verstimmen die auftretenden Kapazitäten das Abstimmsystem.
Zum Feststellen absoluter Spannungsgrößen sind elektroakustische Geräte im allgemeinen geeignet. Nachteilig wirkt sich die relative Unempfindlichkeit aus. Man führt die absolute Spannungsmessung deshalb auf eine Leistungsmessung auf thermischer Grundlage zurück. Derartige Meßverfahren sind – soweit sie größere Genauigkeit verlangen – aber kompliziert und bedingen einen erheblichen Aufwand an speziellen Anordnungen, die dem Durchschnittsamateur nicht zur Verfügung stehen. Strommessungen sind auf direktem Wege kaum durchführbar. Es müßten dann der Leiter oder die Topfwand des Kreises unterbrochen werden. Die dadurch auftretenden Fehler würden eine solche Messung illusorisch machen. Die Leistungsmessungen werden auf thermischer oder optischer Grundlage durchgführt, z. B. durch Messen der in einem reellen Verbraucherwiderstand erzeugten Wärme oder Lichtstärke einer geeigneten Lampe.
Auch die Widerstandsänderung eines Bolometers in einer Brückenschaltung bei anliegender Hochfrequenzspannung kann zur Leistungsmessung dienen. Größere Genauigkeiten als bei den beschriebenen Leistungsmessungen kann man durch Messen des Scheinwiderstandes erzielen. Dazu werden Meßleitungen mit bekanntem Wellenwiderstand verwendet, auf denen sich Spannungsmeßeinrichtungen verschieben lassen. Wird das Meßobjekt an dem einen, der Meßgenerator an dem anderen Ende einer solchen Leitung angeschlossen und mißt man mit dem angekoppelten Gleichrichtersystem das Verhältnis der maximalen zur minimalen Spannung sowie den Abstand eines extremen Wertes von dem Ort des zu bestimmenden Scheinwiderstandes, so kann hieraus Betrag und Phase des Scheinwiderstandes ermittelt werden.

Weiterhin kann die Meßleitung als Frequenzmesser verwendet werden, indem man die Entfernung aufeinanderfolgender Extremwerte der Spannung mißt. Auch Topfkreise, die auf eine Viertel- oder eine halbe Wellenlänge abgestimmt sind, werden zur Messung der Wellenlänge verwendet.

Das Bestimmen der Resonanzschärfe eines Kreises kann nach statischem oder dynamischem Verfahren erfolgen. Statische Verfahren erfordern punktweise Aufnahme der Resonanz-

kurve und Messung der Halbwertsbreite. Bei dem dynamischen Verfahren wird die Resonanzkurve mit Oszillographen dargestellt.

9.2 Praktische Meßmethoden

9.2.1 Messungen an passiven Schwingkreisen mit dem Grid-Dip-Meter

Der Amateur, dem es auf orientierende Messungen ankommt, verwendet dazu das Grid-Dip-Meter (Grid-Dipper). Dieses Gerät stellt einen einstufigen, frequenzgeeichten Oszillator dar, in dessen Gitterkreis (andere Varianten sind möglich) sich ein Meßwerk befindet. Die Arbeitsweise beruht auf Absorption und den dadurch verursachten Rückwirkungen auf den Arbeitspunkt des Oszillators. Befindet sich der Abstimmkreis des Schwingungserzeugers mit dem angekoppelten, zu messenden Schwingkreis in Resonanz, so entzieht der zu messende Kreis dem HF-Erzeuger Energie. Es tritt dadurch eine Verlagerung des Arbeitspunktes auf, der Gitterstrom sinkt, der Anodenstrom steigt. Beim Messen stellt sich also im Resonanzfall am Instrument ein Gitterstromminimum (Dip) ein. Je nach Güte des Meßkreises und Kopplungsgrades zwischen den beiden Kreisen ist der Dip stark oder schwach, scharf oder flach. Bei zu starker Ankopplung, also zu starkem Energieentzug können die Schwingungen völlig aussetzen.

Bei der Konstruktion eines derartigen Gerätes im KW-Gebiet sind zum Bandwechsel zweckmäßigerweise Steckspulen vorzusehen. Auch bei kommerziellen Ausführungen wird diese Methode angewandt. Die Bereiche sollten sich überlappen, um ein lückenloses Frequenzspektrum zu erhalten, da es sich um orientierende Messungen handelt.

Anders ist es bei der Verwendung im UHF-Gebiet. Eine betriebssichere Verwendung ist hier nur gewährleistet, wenn die gesamte Konstruktion dem gewünschten Frequenzbereich angepaßt ist (Bild 30 zeigt das Schaltbild eines solchen Gerätes). Der Frequenzbereich von 340 ... 545 MHz gestattet die Verwendung im 70-cm-Amateurband, auf der Fernlenkfre-

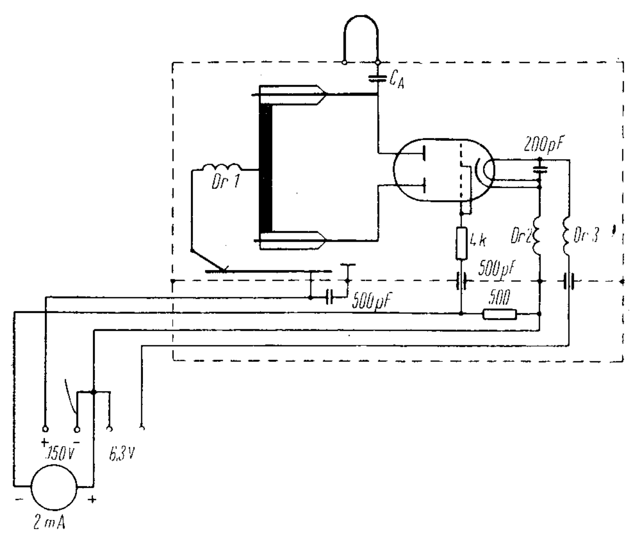


Bild 30. Grid-Dip-Meter, 340 . . . 545 MHz

quenz 465 MHz und im Fernsehband IV, das gerade beginnt, größere Bedeutung zu erlangen.
Es handelt sich hierbei um eine Gegentaktschaltung mit der ECC 91 (6 J 6). Der Schwingkreis besteht aus einem $\lambda/4$-Lechersystem. Das Arbeiten mit dem Gerät erfordert einige Übung.

9.22 Das Arbeiten mit der Meßleitung

Wie bereits beschrieben, benutzen wir zum Bestimmen des Scheinwiderstandes bzw. komplexen Widerstandes von Resonanzkreisen im UHF-Gebiet die Meßleitung. Bild 31 zeigt die prinzipielle Anordnung, die für die Messungen erforderlich ist. In der kommerziellen Technik werden dabei vorwiegend konzentrische Ausführungen, die eine extrem geringe Dämpfung aufweisen, benutzt. Für den Amateur, der auf den Selbstbau angewiesen sein wird, wird ein Paralleldrahtsystem in Frage kommen, obwohl es in diesem Fall schlechtere elektrische Eigenschaften aufweist.

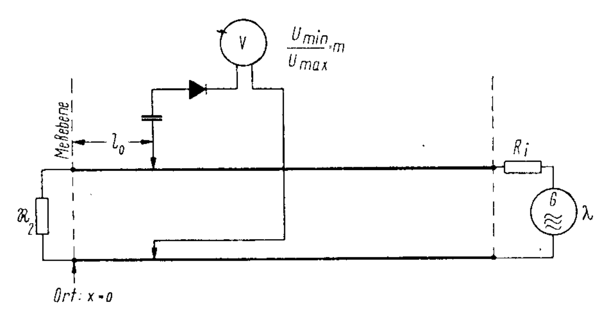


Bild 31. Prinzip der Meßleitung

Wie ersichtlich, wird auf der einen Seite der Meßleitung der Generator angeschlossen. Seine Ausgangsspannung sollte – soweit möglich – regelbar sein.

Auf der anderen Seite wird das Meßobjekt angeschlossen. Die Meßbezugsebene ist immer die Anschlußstelle des Meßobjektes an die Meßleitung (im folgenden als 0 bezeichnet). Als Beispiel soll der komplexe Widerstand eines UHF-Elementes bestimmt werden. Dazu wird der auf der Meßleitung möglichst durch einen Feintrieb verschiebbare Meßschlitten verschoben, bis das Instrument einen maximalen Ausschlag zeigt (die Generatorspannung bzw. der im Meßschlitten zur Unterdrückung von Oberwellen eingebaute HF-Kreis ist vorher so einzustellen, daß ein erkennbarer Ausschlag des Instrumentes vorhanden ist). Mit der Ausgangsspannung des Generators wird das Instrument auf den Ausschlag 1 eingeeicht. Der Schlitten wird darauf zur Anschlußstelle 0 des zu messenden Kreises geschoben und von da in Richtung Generator hin bewegt, bis das Instrument die erste Minimumstelle zeigt. Der Abstand dieser Stelle zur Stelle 0 wird auf dem unmittelbar angebrachten Maßstab abgelesen, es ist der Wert l_x in cm. Die elektrische Entfernung l_0 ist mit der mechanischen Länge l_x durch die Gleichung

$$l_o = l_x \cdot \sqrt{\varepsilon} \qquad (28)$$

gegeben.

Für das Dielektrikum Luft mit $\varepsilon = 1$ ist die elektrische Länge l_0 somit gleich l_x.

Aus den Werten $U_{min.}$ und $U_{max.}$ läßt sich somit das Stehwellenverhältnis m bestimmen $\left(\frac{U_{min.}}{U_{max.}}\right)$. Die Wellenlänge λ ist durch die eingestellte Frequenz bekannt. Somit sind die erforderlichen Werte m, l_0 und λ zum Bestimmen des komplexen Widerstandes gefunden und errechnen sich in diesem Fall

$$= Z \frac{1 + \frac{1-m}{1+m} \cdot e^{j\,180^\circ\,(4\,l_0/\lambda\,-\,1)}}{1 - \frac{1-m}{1+m} \cdot e^{j\,180^\circ\,(4\,l_0/\lambda\,-\,1)}} \qquad (29)$$

Anmerkung: Der Weg zum Bestimmen des komplexen Widerstandes eines Meßobjektes mit einer Meßleitung erscheint trotz der kompliziert erscheinenden Gleichung zum Abschluß wichtig, um hier auch in diesem Rahmen beschrieben zu werden. Der ernsthafte UHF-Amateur wird sich ohnehin mit den wichtigsten mathematischen Grundlagen vertraut machen. Bei den ersten Versuchen wird die Meßleitung in der Hauptsache zur Frequenzbestimmung dienen. Sie stellt in ihrer Anwendung ein geradezu universell verwendbares Meßgerät dar. Die Beschreibung eines komplizierten Meßvorganges soll deshalb ihre Möglichkeiten nur veranschaulichen. Daneben lassen sich Antennenmessungen, Beurteilungen von Wellenwiderständen und Leitungen allgemein und vieles andere mehr durchführen.

9.23 Leistungsmessung

Eine Messung, die selbst im KW-Gebiet immer einige Schwierigkeiten mit sich bringt, ist die Leistungsmessung.

Für die Relativanzeige der von einem Sender abgegebenen Leistung genügt im allgemeinen die sogenannte Durchgangsleistungsmessung (Bild 32). Als Maß für die Leistung dient dabei die durch die Gleichrichtung in einer Diode erhaltene Richtspannung. Für Absolutmessungen und zum Eichen der Durchgangsleistungsmesser sind Absorptionsleistungsmesser erforderlich, die die gesamte Leistung verbrauchen und in Wärme umsetzen. Diese wiederum kann aus der Helligkeitsänderung einer Meßlampe oder aus der Widerstandsänderung eines Bolometerfadens ermittelt werden.

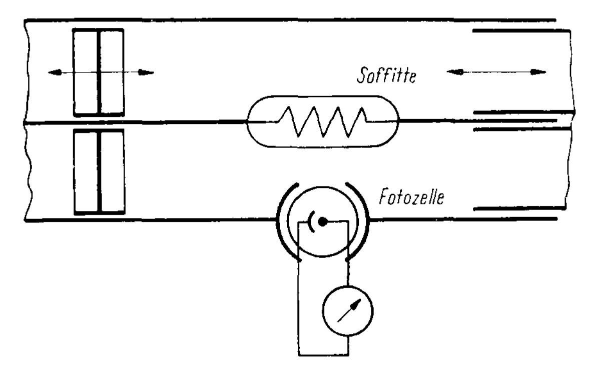


Bild 32. Durchgangsleistungsmessung

Die für die Amateure interessantere erstere Methode ist im Bild 33 dargestellt. Die im Bild verwendete Meßlampe ist ein Erzeugnis vom damaligen OSW, Typ 2183, und hat folgende

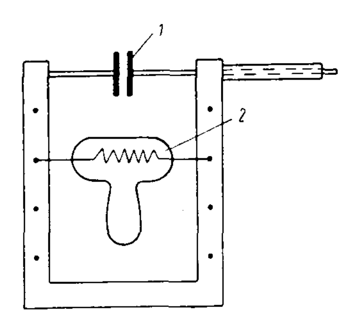


Bild 33. Leistungsmessung mit Meßlampe. 1 – Abstimmkondensator; 2 – Meßlampe

Daten:

λ: bis etwa 7 cm,
Belastbarkeit: 10 W,
R bei 10 W Leistungsaufnahme: etwa 26 Ohm,
Kaltwiderstand: etwa 2,3 Ohm.

9.24 Frequenzmessung

Neben der Frequenzmessung mit der bereits beschriebenen Meßleitung können Topfkreiswellenmesser zur Anwendung kommen. Hierbei sind kontaktfreie Abstimmittel dem Aufbau mit Schleifen und ähnlichem vorzuziehen. Sollte bei besonderen Konstruktionen die Notwendigkeit, kontaktgebende Abstimmungen zu benutzen, vorhanden sein, so muß durch geeignete Maßnahmen vermieden werden, daß durch toten Gang die Eindeutigkeit der Abstimmung und damit der Ablesung verhindert wird. Eine weitere Anordnung, die besonders dem Amateur durch ihren einfachen Aufbau entgegenkommt, ist der Paralleldrahtwellenmesser. Dieses Gerät, welches eine wesentlich vereinfachte Meßleitung darstellt, gestattet orientierende Messungen, die keine allzu große Genauigkeit erfordern. Seine schematische Darstellung geht aus Bild 34 hervor.

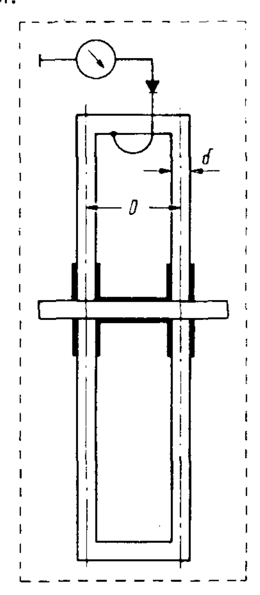


Bild 34. Paralleldrahtwellenmesser

9.25 Empfindlichkeitsmessung

Gegenüber den Empfindlichkeitsbestimmungen im Lang-, Mittel- und Kurzwellenbereich hat man für die Definierung der Empfindlichkeit im UKW- und besonders im Dezimeterwellenbereich ein anderes Maß gefunden. Es ist unabhängig von der Art, der Bandbreite und von der Frequenzumsetzung (Einseiten- oder Zweiseitenband) des Empfängers. Diese Definition ist die kT_0-Zahl. Dabei ist k die Boltzmannsche Konstante ($k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Ws/Grad) und T_0 die absolute Temperatur ($273° + t\,°C = T\,°$Kelvin). Danach ist $1\ kT_0 = 4 \cdot 10^{-2}$ ⟨Ws⟩ gleich der Rauschleistung je Hz Bandbreite, die von einem angepaßten Generator einem rauschfreien Idealempfänger angeboten wird.

Die kT_0-Zahl wird gemessen, indem man dem Empfängereingang eine bekannte Leistung zuführt und feststellt, inwieweit dieselbe vergrößert werden muß, damit sich die vor dem Demodulator gemessene innere Rauschleistung verdoppelt. Der am Generator (Rauschgenerator) abgelesene Wert ist die kT_0-Zahl des Empfängers. Die kT_0-Zahlen moderner Empfangseingänge liegen zwischen 1,8 und 2,7 kT_0. Bei parametrischen Verstärkern lassen sich noch bessere Werte erzielen.

9.3 Aufbau von Meßleitungen usw.

Hochwertigste Isolierstoffe, versilberte Bauelemente, einwandfreie, verlustarme Kabel und speziell für die UHF-Technik entwickelte Leitungsverbindungen sind zu verwenden. Eine mechanische Präzision beim Aufbau der Geräte ist ebenso wichtig wie die sorgfältige Eichung.

Bei Meßleitungen empfiehlt es sich, die Leitungen aus ausreichend starkem Rundmaterial (6 ... 10 mm Durchmesser) herzustellen, die mit Trolitul- oder Polytyrenstützen gehaltert werden. Beim Aufbau ist darauf zu achten, daß sich beim Bewegen des Schiebers der Abstand zwischen Meßleitung und Koppelschleife nicht ändern kann.

10. AUFBAU VON AMATEURGERÄTEN FÜR DIE UHF-BÄNDER

Auf das Grundsätzliche ist in den bisherigen Abschnitten mehrfach hingewiesen worden. Sauberer Aufbau und einwandfreies Material gehören zu den Selbstverständlichkeiten. Ohne Zweifel stellt die Gerätetechnik im Dezimeterwellenbereich weit höhere Anforderungen an die handwerklichen Fähigkeiten des Amateurs, als es in der herkömmlichen HF-Technik der Fall ist.

10.1 Einige Schaltungsbeispiele

Bild 35 zeigt einen einfachen Converter für das 70-cm-Amateurband. Die Misch- und Oszillatorstufen sind jeweils mit der ECC 91 (6 J 6) bestückt und arbeiten im Gegentakt. Für

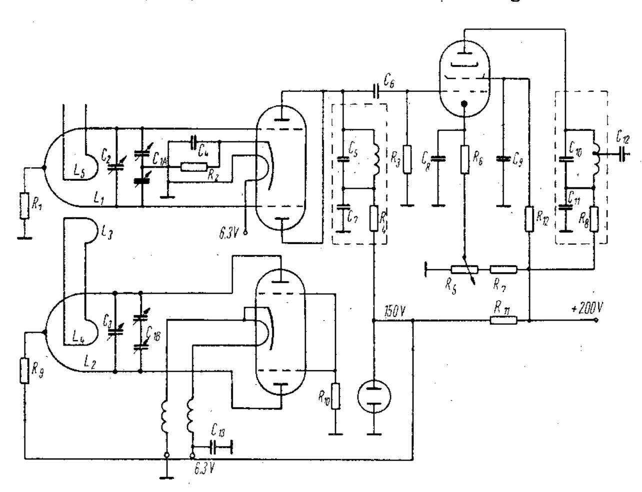


Bild 35. Converter für das 70-cm-Band

die ZF-Stufe findet eine EF 96 (6 AG 5) Verwendung. Die Zwischenfrequenz beträgt 30 MHz, ein Wert also, der noch im Abstimmbereich des 10-m-Bandes liegen dürfte. Die Daten der Einzelteile sind aus Tafel 5 ersichtlich.

Tafel 5. Einzelteile des 70-cm-Converters

C_1 = 2 × 7 pF, Split-Stator	R_1 = 500 Ohm
C_2 = 3 . . . 30 pF, Trimmer	R_2 = 1000 Ohm
C_3 = Lufttrimmer 2 pF	R_3 = 1 MOhm
C_4 = 5 nF	R_4 = 1000 Ohm
C_5 = 15 pF	R_5 = 10 kOhm Pot.
C_6 = 50 pF	R_6 = 70 Ohm
C_7 = 5 nF	R_7 = 30 kOhm
C_8 = 5 nF	R_8 = 1000 Ohm
C_9 = 5 nF	R_9 = 100 Ohm
C_{10} = 15 pF	R_{10} = 3500 Ohm
C_{11} = 5 nF	R_{11} = 2500 Ohm
C_{12} = 500 pF	R_{12} = 3500 Ohm
C_{13} = 100 pF	

Bild 36 zeigt das Beispiel eines einfachen selbsterregten Gegentaktsenders für 435 MHz mit dazugehörigem Modulator. Die Ausgangsleistung beträgt etwa 1 W. Mit dem im Abschnitt 6 beschriebenen 16-Element-Gruppenstrahler erreicht man somit eine abgestrahlte Leistung von etwa 25 W, wobei die durchschnittlichen Kabelverluste bereits in Rechnung gesetzt sind. Die Werte der Einzelteile des Kleinsenders sind der Tafel 6 zu entnehmen.

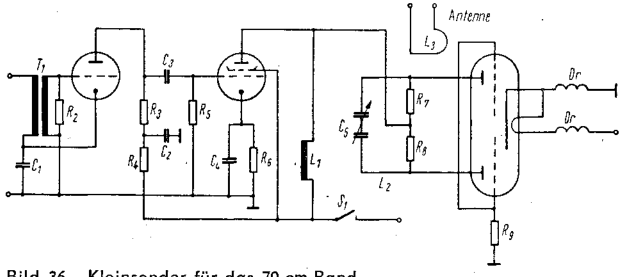


Bild 36. Kleinsender für das 70-cm-Band

Tafel 6. Einzelteile des 70-cm-Kleinsenders

C_1 = 10 µF/25 V	R_1 = 500 Ohm
C_2 = 8 µF/450 V	R_2 = 350 kOhm
C_3 = 10 nF	R_3 = 5 kOhm
C_4 = 10 µF/25 V	R_4 = 5 kOhm
C_5 = 2 × 4 pF, Split-Stator	R_5 = 500 kOhm
	R_6 = 680 Ohm
	R_7 = 100 Ohm
	R_8 = 100 Ohm
	R_9 = 3000 Ohm

Diese beiden Beispiele sollen keine Bauanleitungen für eine Dezimeterstation sein, sie sollen vielmehr zeigen, wie mit einfachen Mitteln die ersten Schritte in diesem Neuland getan werden können. So sollte auch diese Broschüre kein „Fachbuch" werden, sondern ein Wegweiser für ein interessantes Aufgabengebiet, für das sich hoffentlich recht viele Funkamateure begeistern werden.

11. FORMELZUSAMMENSTELLUNG

(1) Eigenfrequenz eines Schwingkreises

$$f_{[Hz]} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_{[H]} \cdot C_{[F]}}}$$

(2) Eigenfrequenz eines Schwingkreises bei höheren Frequenzen

$$f_{[MHz]} = \frac{159}{\sqrt{L_{[\mu H]} \cdot C_{[pF]}}}$$

(3) Induktivität von Leitern (nach Kohlrausch)

$$L_{[cm]} = 2\, l_{[cm]} \left(\ln \frac{2\,l}{r} - 1 \right)$$

(4) Induktivität eines kreisförmig gebogenen Leiters

$$L_{[cm]} = 4\,\pi \cdot R_{[cm]} \left(\ln \frac{R}{r} + 0{,}079 \right)$$

(5) Wellenwiderstand (allgemein)

$$Z = \sqrt{\frac{R + j\,\omega\,L}{G + j\,\omega\,C}}$$

(6) Wellenwiderstand bei verlustarmen Leitungen

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

(7) Eingangswiderstand einer Triode in GB-Schaltung

$$R_E \approx \frac{1}{S} \qquad [k\Omega,\ mA/V].$$

(8) Gewinn des Gruppenstrahlers

$$G_a = 10 \cdot \log (4\,n \cdot 0{,}8) \qquad [dB]$$

(n = Zahl der $\lambda/2$-Dipole)

(9) Reflektorlänge

$$l_R = \frac{14800}{f_{[MHz]}} \qquad [cm]$$

(10) Länge der Phasenleitung

$$l_{Ph} = \frac{14850}{f_{[MHz]}} \qquad [cm]$$

(11) Wellenwiderstand auf Leitungen

$$Z_L = \sqrt{\frac{n \Delta L}{n \Delta C}} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

(12) Wellenwiderstand auf Leitungen

$$Z = \sqrt{\frac{R + j \omega L}{G + j \omega L}}$$

(13) Wellenwiderstand auf Leitungen

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

(14) Wellenwiderstand der Paralleldrahtleitung

$$Z = \frac{120}{\sqrt{\varepsilon}} \cdot \ln \frac{2\,d}{b} \; [\Omega]$$

(15) Wellenwiderstand Leiter gegen Erde

$$Z = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon}} \cdot \ln \frac{2\,d}{b} \; [\Omega]$$

(16) Wellenwiderstand der Bandleitung $\left(\frac{d}{b} \ll 1\right)$

$$Z = \frac{120}{\sqrt{\varepsilon}} \cdot \pi \cdot \frac{d}{b} \; [\Omega]$$

(17) Wellenwiderstand der Bandleitung $\left(\frac{d}{b} \gg 1\right)$

$$Z = \frac{120\,\pi}{\sqrt{\varepsilon}} \cdot \ln \frac{4\,d}{b} \; [\Omega]$$

(18) Wellenwiderstand der koaxialen Leitung

$$Z = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon}} \cdot \ln \frac{4\,d}{b} \qquad [\Omega]$$

(19) Stehwellenverhältnis

$$m = \frac{U_{max.}}{U_{min.}} = \frac{I_{max.}}{I_{min.}}$$

(20) Dämpfung der Übertragungsstrecke

$$b_D = \frac{1}{2} \ln \frac{N_s}{N_e} \qquad [Np]$$

(21) Dämpfung der Antennenleitung

$$b_L = \beta \cdot l, \qquad [Np]$$

(22) Anpassung

$$\frac{U_{min.}}{U_{max.}}$$

(23) Dämpfung durch Fehlanpassung

$$b_F = \ln \frac{1 + m}{2\sqrt{m}} \qquad [Np]$$

(24) Überhöhung der Erdoberfläche

$$h_ü = \frac{d^2}{8\,R} \qquad [h_ü,\ d,\ R \text{ in m}]$$

(25) Überhöhung der Erdoberfläche

$$h_ü = \frac{d^2}{51} \qquad [h_ü,\ d,\ R \text{ in m}]$$

(26) Entfernung

$$d = \sqrt{2\,r} \cdot \left(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}\right) \qquad d[km]$$

(27) Entfernung

$$d = 3{,}57 \left(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}\right) \qquad h[m]$$

(28) Abstand der Meßpunkte auf der Meßleitung

$$l_o = l_x \cdot \sqrt{\varepsilon}$$

(29) Komplexer Widerstand

$$R = Z \frac{1 + \frac{1-m}{1+m} \cdot e^{j\,180^\circ\,(4\,l_0/\lambda\,-\,1)}}{1 - \frac{1-m}{1+m} \cdot e^{j\,180^\circ\,(4\,l_0/\lambda\,-\,1)}}$$

12. LITERATURHINWEISE

Autorenkollektiv: Amateurfunk. 3. Auflage. Verlag Sport und Technik, Neuenhagen bei Berlin.

Megla, Gerhard: Dezimetertechnik. Fachbuchverlag, Leipzig.

Megla, Gerhard: Nachrichtenübermittlung mittels sehr hoher Frequenzen. Fachbuchverlag, Leipzig.

Rothammel, Karl: Antennenbuch. 3. Auflage. Verlag Sport und Technik, Neuenhagen bei Berlin.

Schweitzer, Helmut: Dezimeterwellen-Praxis. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde.

— Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde.

— The radio amateur's handbook (1952) und (1959). A. R. R. L., West Hartford.

funkamateur Verlag Sport und Technik, Neuenhagen bei Berlin.

Funktechnik Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde.

DL–QTC DARC, W. Körner-Verlag, Stuttgart.

INHALTSVERZEICHNIS

In der Reihe

DER PRAKTISCHE FUNKAMATEUR

sind bisher erschienen:

Band 1 Karl Andrae — **Der Weg zur Kurzwelle** (2. Auflage)

Band 2 Hagen Jakubaschk — **Tonbandgeräte selbstgebaut** (z. Zt. vergriffen)

Band 3 Dr. Horst Putzmann — **Kristalldioden und Transistoren** (vergriffen)

Band 4 Hagen Jakubaschk — **Tonband-Aufnahmepraxis** (2. Auflage)

Band 5 Harry Brauer — **Vorsatzgeräte für den Kurzwellenempfang** (z. Zt. vergriffen)

Band 6 Klaus Häusler — **Frequenzmesser**

Band 7 Ehrenfried Scheller — **Fuchsjagd-Peilempfänger / Fuchsjagd-Sender**

Band 8 Karl-Heinz Schubert — **Praktisches Radiobasteln I** (2. Auflage)

Band 9 Karl-Heinz Schubert — **Praktisches Radiobasteln II**

Band 10 Otto Morgenroth — **Vom Schaltzeichen zum Empfängerschaltbild** (z. Zt. vergriffen)

Band 11 Autorenkollektiv — **Die Lizenzprüfung in Frage und Antwort**

Band 12 F. W. Fußnegger — **Meßtechnik für den Kurzwellenamateur**

Band 13 Karl-Heinz Schubert — **Miniaturröhren und ihre Schaltungstechnik**

Band 14 Hagen Jakubaschk und Ludwig Scholz — **Fernsehempfänger selbstgebaut**

Band 15 Karl Rothammel — **UKW-Amateurfunk**

Band 16 Karl-Heinz Schubert — **Praktisches Radiobasteln III**

Band 17 Hans-Joachim Fischer und Vitus Blos — **Transistor-Taschenempfänger selbstgebaut**

Band 18 Hagen Jakubaschk — **Meßplatz des Amateurs**

Weitere Bände befinden sich in Vorbereitung.

Jeder Band hat einen Umfang von etwa 80 bis 96 Seiten und ist mit zahlreichen Bildern ausgestattet. Ladenverkaufspreis 1,90 DM pro Band.

Preis 1,90 DM